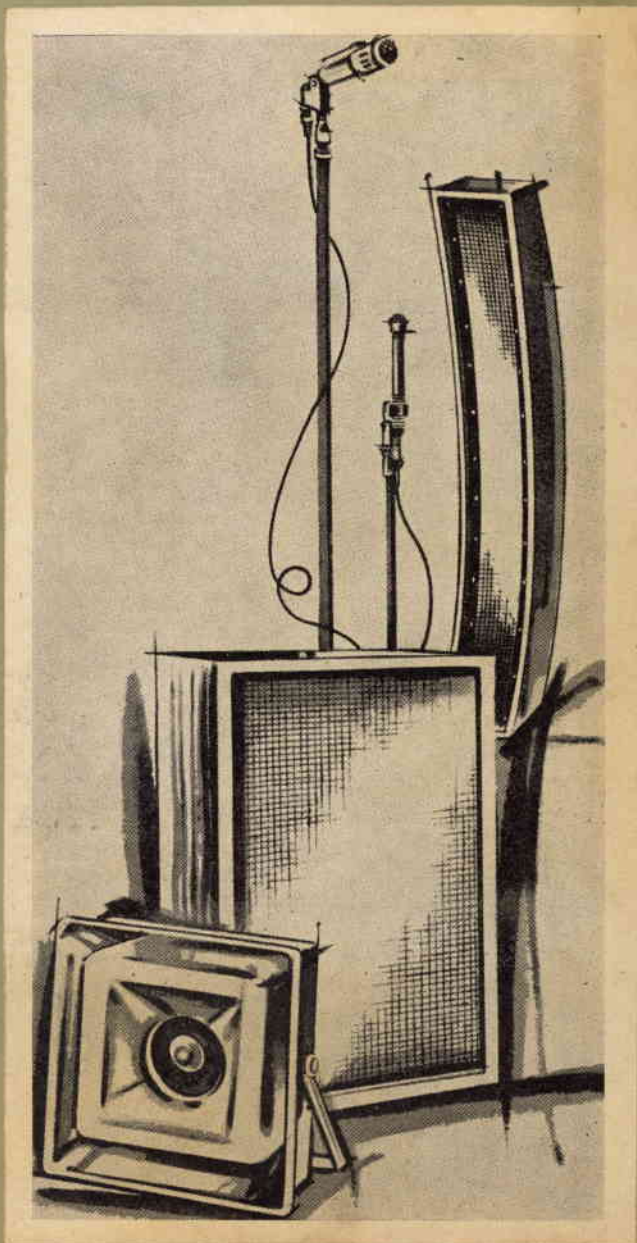
Spedizione in Abbonamento Postale
Gruppo III - 15 Aprile 1965 - Anno V 4

ELETTRONICAMESE

alcuni articoli:

complesso stereofonico HI-FI transistorizzato fatto in casa

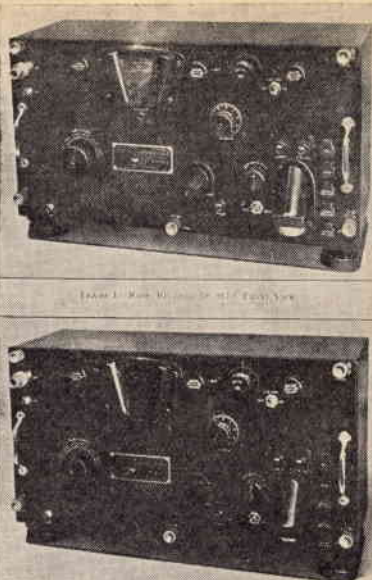
un televisore alla portata di tutti in scatola di montaggio

ATTUALITA'!

Angelo Montagnani

Negozio
Via Mentana 44 - Tel. 27. 218
Casella Postale 255 - LIVORNO

Materiale Radio - Telefonico - Telegrafico e Trasmissione - Surplus.

Valvole termoioniche - Vetro e metallo - Surplus.

SIGNAL CORPS RADIO RECEIVER BC 344 E BC 314

BC 344 - Originalmente funzionanti in corrente alternata con alimentazione 110 Volt.

BC 314 - Originalmente funzionanti con dinamotor 12 Volt - 2,7 Ampere DC.

(Vedi fotografia)

Ricevitori professionali a 9 valvole, che coprono in continuazione N. 4 gamme da 150 a 1500 Kc/s.

Gamma A	150	a	260	Kc/s	-	metri	2000 -	1153
Gamma B	260	a	450	Kc/s	-	Metri	1153 -	666
Gamma C	450	a	820	Kc/s	-	metri	666 -	365
Gamma D	820	a	1500	Kc/s	-	metri	365 -	200

N. 9 valvole che impiegano i ricevitori:

2 stadi amplificatori AF 6K7 - Oscillatore 6C5 - Miscelatrice 6L7 - 2 stadi MF 6K7 - Rivelatrice 6R7 - BFO 6C5 - Finale 6F6.

Ottimi ricevitori per la conversione di frequenza che potrà essere effettuata in particolare sulla gamma C (450 - 820 Kc/s), (vedere uso del BC 453), come pure le altre frequenze.
I suddetti ricevitori sono completi di valvole e di alimentazione e vengono venduti in N. 2 versioni.

1ª VERSIONE - BC 344 completi di valvole e di alimentazione in corrente alternata 110 Volt, vengono venduti al prezzo di **L. 35.000 cad.**, compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

2ª VERSIONE - BC 314 completi di valvole e originalmente funzionanti con dinamotor 12 Volt - 2,7 Ampere DC, vengono venduti al prezzo di **L. 30.000 cad.**, compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

Ad ogni acquirente forniremo il TECNICAL MANUAL riguardante i BC, i lquale è completo di ogni dato tecnico e di manutenzione.

CONDIZIONI DI VENDITA

Pagamento per contanti con versamento sul ns. C.C.P. 22/8238. - Oppure con assegni circolari o postali.
Per spedizioni in controassegno inviare metà dell'importo, aumenteranno L. 500 per diritti di assegno.

CONDIZIONI DI VENDITA SPECIALI

Si accettano prenotazioni dei suddetti BC con almeno L. 10.000 di caparra e la rimanente cifra potrà essere inviata a rate successive fino al raggiungimento dell'intero importo. Dopo di che provvederemo all'invio immediato al Vs. domicilio franco di imballo e porto del BC stesso.

tutto il materiale per uso dilettantistico ed industriale

TRASFORMATORI PER TRANSISTORI

Mod.		V. alim.	Prezzo
203	Pilota OC 75 e 2XOC72	9	L. 550
303	» » » 2XAC128	9	» 750
213/8	Uscita 2XOC72 e altop. 8 Ω	9	» 550
305	Pilota tra OC72 e 2XOC26	12	» 750
313/8	Uscita tra 2XAC128 e altop. 8 Ω	9	» 750
501	Uscita autotrasf. 1OC26 e alt. 4 Ω	9-14	» 950
505	» » 2XOC25 e alt. 4 Ω	14	» 950
506	» » » e alt. 3 Ω	7	» 950
601	Alim. primario univers. - sec. 15 + 15 V	1,4A	» 1000
	Altri tipi a richiesta.		

Caratteristiche dei principali transistor Siemens PNP al Germanio. Per alta e bassa frequenza.

AF106	25	10	50	70	220	Mc Ampl. VHF	L. 1200
AF109	25	12	33	>20	220	» » »	» 2100
AF139	20	7	35	50	480	» Ampl. UHF	» 2600
AFY10	30	70	560	60	330	Mc Ampl. pot. VHF	» 2700
AFY11	30	70	560	60	400	» » » »	» 3270
AFY12	25	10	60	120	230	» » VHF	» 2400
AFY16	20	7	60	90	500	» » UHF	» 4150
AFY18	30	200	560	100	600	» » pot. VHF	» 4150
AC121	20	300	600	110	1,5	Mc Ampl. B.F.	» 425
AC151	32	200	100	110	1,5	» » »	» 375
AC152	32	300	600	110	1,5	» » »	» 450
AC153	32	1000	900	100	>1	» » »	» 500
AC162	32	200	100	125	1,5	» » »	» 370
AC163	32	200	100	180	1,5	» » »	» 405
AD130	32	3000	30 W	75	11	Kc Ampl. B.F.	» 1240
AD131	64	3000	30 W	75	400	» » »	» 1400
AD132	80	3000	30 W	50	400	» » »	» 2250
AD133	32	15000	30 W	50	400	» » »	» 1820
AD136	40	10000	9 W	60	300	» » »	» 1550
AD148	32	1500	11 W	60	450	» » »	» 1140
AD149	30	3000	30 W	60	450	» » »	» 1580
AD150	32	3000	30 W	60	450	» » »	» 1440

A richiesta verrà inviato il catalogo completo dei semiconduttori Siemens.

CIRCUITO STAMPATO COMPONIBILE PER ESPERIMENTI ED APPARECCHIATURE COMPATTE ADATTO PER VHF

Consiste in una piastra di resina fenolica delle dimensioni di 180 x 121 x 1,6 mm circa. Su di una faccia vi sono applicati dei dischi di rame forati al centro per fare passare i terminali dei componenti. In questo modo si ottiene la semplicità costruttiva del circuito stampato senza essere legati ad uno schema base. Da un estremo della piastra si può applicare un connettore a 23 contatti fissabili a telaio.

Piastra P 8.906.11 . . . . cad. **L. 1.250**
Connettore FO 42 cc/025 . . . . cad. **» 1.705**

COMPENSATORI CERAMICI STETTNER

Capacità	Ø mm	Coeff. term.	VL. max	Prezzo
6 - 30 pF	12	N 750	300	L. 170
4,5 - 20 pF	7	N 1500	150	» 200
6 - 30 pF	7	N 1500	150	» 200

IN VENDITA DA:

Gianni Vecchietti

BOLOGNA
VIA DELLA GRADA, 2
TEL. 23.20.25

RADIO
OCCASIONI
PROFESSIONALI

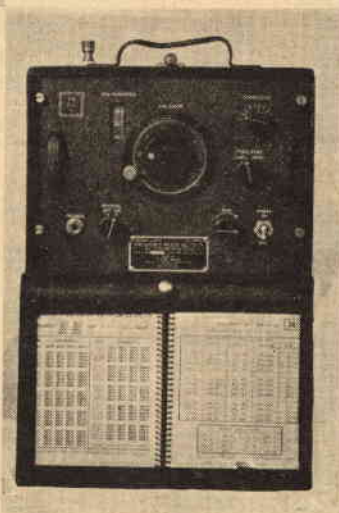
GIANNONI SILVANO

S. Croce sull'Arno
Via Lami - Tel. 44.636
c.c.p. 22/9317

Articolo	Prezzo
(R 109) - Completo di tutti gli accessori ottimo stato più le otto valvole	L. 20.000
(TRZ) - Completo di valvole ottimo stato	» 30.000
Subminiatura. 1AT5 - 1AH4 - 1V6 - EA50 cad.	» 1.000
(WS 21) - Complete di valvole ottimo stato	» 25.000
(WS 38) - Complete micro cuffia valvole ottimo stato. Reso	» 13.500
funzionante tarato completo di batterie	» 20.000
(WS 68 P) - Completo di valvole strumento ottimo stato	» 12.500
MK4/ZCI - Funzionante pronto per l'uso	» 70.000
RRIA - Funzionante	» 55.000
BC 348.0 - Funzionante	» 70.000
BC 669 - Senza valvole e strumenti	» 50.000
BC 312 - Funzionante	» 65.000
BC [333] - Come nuovo senza valvole	» 20.000
BC 221 - Funzionante	» 60.000
MN 26 - Come nuovo senza valvole	» 20.000
BC 1206 - Come nuovo senza valvole	» 9.000
Schedario di 83 schemi apparecchiature U.S.A. e altri stati	» 1.500
Gruppo secondo canale senza valvole più schema	» 1.000
Valvole Subminiatura 1AJ5 - 1AH41 - 1U6 - EA50 cad.	» 1.000
Diodi nuovi tipo OA81 - OA79 - OA85 N. 5 per	» 500
Bobine complete per medie TV suono e Video N. 10 per	» 700
Valvole doppie triodo pentodo 6AN8 prezzo listino L. 2.800 cedute cadauna a	» 500
Zoccoli per valvole miniatura N. 5 per	» 500
Zoccoli con schermo miniatura N. 5 per	» 600
Pacco di 100 resistenze valori 20-30. Diversi nuove	» 700

ANGELO MONTAGNANI

Negozio Via Mentana 44
Tel. 27.218
Casella Postale 255 - LIVORNO

FREQUENZIMETRI BC 221

CONDIZIONI DI VENDITA

Pagamento per contanti con versamento sul ns. C.C.P. 22/8238. Oppure con assegni circolari o postali.
L. 200 per diritti di assegno.

VENDIAMO: Frequenzimetri BC 221 che coprono la banda da 125 a 20.000 KHz, completi di valvole, cristallo di quarzo da 1000 KHz e libretto originale di taratura per la lettura della scala. La loro **alimentazione originale** è con batterie a secco, al fine di avere una migliore precisione dell'apparecchio.

Può funzionare anche in corrente alternata costruendo un alimentatore a parte, che va ad installarsi internamente nel frequenzimetro stesso.

Ogni apparato viene venduto completo e funzionante al prezzo di **L. 20.000 cad.**, escluso batterie.

Inoltre DISPONIAMO di **frequenzimetri BC 221**, privi di cristallo, di valvole e di libretto di taratura al prezzo di **L. 5.000 cad.**

Angelo Montagnani

LIVORNO

NEGOZIO DI VENDITA: VIA MENTANA, 4
TELEF. 27.218 - C. C. POSTALE 22/8238

CASELLA POSTALE 255

MATERIALI RADIO
TELEFONICO - TELEGRAFICO E TRASMISSIONE
SURPLUS
VALVOLE TERMOIONICHE
VETRO E METALLO
SURPLUS

SIGNAL CORPS RADIO RICEIVER BC 342 E BC 312

BC 342 - Funzionanti originalmente in corrente alternata con alimentatore 110 Volt.

BC 312 - Funzionanti originalmente con dinamotor 12 Volt - 2,7 Ampere.

(Vedi fotografia)

Ricevitori professionali a 9 valvole, che coprono in continuazione N. 6 gamme, d'onda, da 1.500 a 18.000 Kc/s.

Gamma A	da 1.500	a 3.000 Kc/s	- metri 200	- 100
Gamma B	da 3.000	a 5.000 Kc/s	- metri 100	- 60
Gamma C	da 5.000	a 8.000 Kc/s	- metri 60	- 37,5
Gamma D	da 8.000	a 11.000 Kc/s	- metri 37,5	- 27,272
Gamma E	da 11.000	a 14.000 Kc/s	- metri 27,272	- 21,428
Gamma F	da 14.000	a 18.000 Kc/s	- metri 21,428	- 16,666

Le 9 valvole che impiegano i ricevitori:

2 stadi amplificatori AF 6K7 - Oscillatore 6C5 - Miscelatrice 6L7 - 2 stadi MF 6K7 - Rivelatrice 6R7 - BFO 6C5 - Finale 6F6.

Ottimi ricevitori per le gamme radiantistiche degli 80, 40, e 20 metri.
I suddetti ricevitori sono completi di valvole e di alimentazione e vengono venduti in N. 2 versioni:

1ª VERSIONE - BC 342 completo di valvole e di alimentazione in corrente alternata 110 Volt, viene venduto al prezzo di **L. 60.000,** compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

2ª VERSIONE - BC 312 completi di valvole e originalmente funzionanti con dinamotor 12 Volt - 2,7 Ampere DC, viene venduto al prezzo di **L. 55.000** compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

CONDIZIONI DI VENDITA

Pagamento per contanti con versamento sul ns. C.C.P. 22/8238. Oppure con assegni circolari o postali. aumenteranno L. 500 per diritti di assegno.
Per spedizioni in controassegno inviare metà dell'importo,

CONDIZIONI DI VENDITA SPECIALI

Si accettano prenotazioni dei suddetti BC con almeno L. 10.000 di caparra e la rimanente cifra potrà essere inviata a rate successive fino al raggiungimento dell'intero importo. Dopo di che provvederemo all'invio immediato al Vs. domicilia franco di imballo e porto del BC stesso.

Direttore tecnico
e responsabile
ZELINDO GANDINI

Esce ogni mese
Numero 4
Anno V - 25-4-65

Editore
Antonio Gandini

Disegni e redazione
Enrico Gandini

Pubblicazione registrata
presso il tribunale
di Bologna
N° 3069 del 30-8-63

Stampa
Scuola Grafica
Salesiana di Bologna

Impaginazione:
Luca-Gigi

Distribuzione
S.A.I.S.E. -
Via Viotti, 8 - Torino

Recapito Redazione di Bologna
VIA CENTOTRECENTO, 22

Amministrazione e pubblicità
VIA CENTOTRECENTO, 22
BOLOGNA

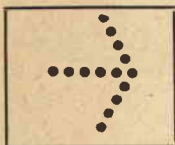
Spedizione in abb. postale -
GRUPPO III

Una copia L. 200, arretrati L. 200

ELETTRONICA MESE

SOMMARIO

saldatore **corsaro**

PRESSO:
corsaro
VIA ANTONIO VENERI, 37-B
REGGIO EMILIA

SALDATORE RAPIDO A PISTOLA (Watt. 100)
Adatto per tutti i lavori, perchè esegue le saldature di massa. Munito di lampadina lenticolare che permette la massima visibilità al punto di lavoro.
Voltaggio universale per lavoro continuo.

RAPIDO - LEGGERISSIMO - SENZA TRASFORMATORE - COSTRUITO A NORME ENPI - INFRANGIBILE - SALDA LE MASSE - VOLTAGGIO UNIVERSALE

Consegna immediata L. 5.450: per pagamento in rimessa diretta verranno abbonate le spese di spedizione e imballo. Per spedizione in contrassegno L. 200 in più.

un nome !

un marchio !

una garanzia !

G.B.C.
italiana

al servizio della Clientela

a bologna
via brugnoli 1 a

ABBIAMO PROVATO
PER VOI
IL TELEVISORE « BILD 23" LUSSO »
UNA PRESTIGIOSA REALIZZAZIONE
IN SCATOLA DI MONTAGGIO
una costruzione alla portata di tutti

segue dal n. 3

costruzione dell'unità "A. F.„

L'unità con la quale consigliamo l'inizio delle operazioni è quella di ALTA FREQUENZA. Questo, non già perchè non si possa realizzare prima una delle altre due, ma perchè presentandosi essa come la più semplice dal punto di vista dei collegamenti, si può acquistare, nel corso del lavoro, una certa padronanza nell'interpretazione delle istruzioni e delle operazioni che può tornare utile nel prosequio del lavoro stesso.

Le due illustrazioni a lato chiariscono sufficientemente la dislocazione ed i punti di fissaggio delle parti sul telaio.

Per primo si collocherà il **Gruppo VHF** a mezzo di tre viti (esse sono dislocate a triangolo attorno all'albero). Sotto alla testa di ciascuna vite si porrà una rondella elastica; l'albero uscirà comodamente, centrato nell'apposito foro.

Sarà la volta, dopo, della **piastra a circuito stampato.** Il suo orientamento è chiaramente rilevabile nelle figure ove si possono individuare i 6 fori destinati alle viti di fissaggio. Queste ultime saranno introdotte con la testa dalla parte superiore della piastra (parte dei componenti e delle scritte): passeranno ciascuna entro un tubetto distanziatore, indi nel telaio, ed infine sul retro del telaio incontreranno una rondella elastica prima del dado di chiusura. Nell'illustrazione esterna ciò è evidente. Una di esse (a sinistra), è però autofilettante.

Il **Gruppo UHF** sarà il terzo componente: è tenuto aderente al telaio a mezzo di due viti (porre, anche in questo caso, la rondella elastica tra la testa e la lamiera del telaio). L'albero uscirà comodamente dal foro praticato nel telaio e così un piccolo conduttore sporgente da un passante isolante che costituisce un punto di taratura del Gruppo (questo conduttore sporgente, per precauzione, potrà essere piegato leggermente verso un lato).

Si passerà quindi alla **pulsantiera** ed alla **piastrina porta resistenze.** La prima è tenuta in posto da 2 viti, sotto ad una delle quali (quella in basso; vedi figura) è collocata una paglietta di massa. Queste viti saranno munite, dalla parte della testa, di una grossa rondella piatta.

La piastrina che reggerà le 2 resistenze è un po' più in basso, sempre dal lato della pulsantiera: è trattenuta da una sola vite. Sia per l'uno che per l'altro di questi ultimi due componenti usare, naturalmente, le rondelle elastiche tra telaio e dado. Con la piastrina porta resistenze si userà anche un tubetto distanziatore eguale a quelli usati per la piastra a circuito stampato. Le linguette di saldatura della piastrina dal lato interno saranno rialzate, dal lato esterno saranno lasciate orizzontali. Tra le due linguette della piastrina porta resistenze poste verso il lato esterno del telaio si collocherà la resistenza più grossa (15.000 ohm - 4 watt) i cui gambi, ridotti alla dovuta lunghezza, saranno saldati, dopo l'introduzione nei forellini, tra le due parti interne delle pagliette. A fianco, analogamente si procederà con la resistenza piccola (100.000 ohm - 0,5 watt). A questo punto suggeriamo di collocare il cavetto multiplo preparato. Esso sarà trattenuto mediante un ferma-cavo così come si vede sulla figura all'estremità di sinistra, in basso: il ferma-cavo sarà fissato con vite, rondella e dado. Il cavetto seguirà il percorso di cui alle illustrazioni.

I cavetto schermato munito a ciascun estremo di uno spinotto, sarà inserito in « 3» sul Gruppo VHF da un lato, ed alla presa indicata « ES » sul disegno della piastra a circuito stampato, dall'altro. L'altro cavetto schermato, inserito in « 4 » sul Gruppo VHF, terminerà con saldatura a massa (vedi « M ») della calza sul gruppo UHF, e saldatura del conduttore interno al vicino punto « US ».

Rimangono ora da inserire i 6 fili formanti il cavetto di unione, ai rispettivi piedini dell'apposito spinotto. La corrispondenza è messa in evidenza sulla figura di sinistra: il sistema di saldatura può essere chiarito osservando, a pagina 27, la fig. 9-A che lo illustra nei riferimenti di un analogo caso.

Il disegno esterno mette in evidenza anche un capocorda inserito sotto ad una vite di fissaggio della basetta a circuito stampato (in basso, a sinistra). Si tratta di un collegamento che sarà eseguito durante le operazioni di unione dei telai nel mobile.

Le figure oltre a chiarire sufficientemente quanto sinora esposto, devono essere osservate con attenzione nei riferimenti delle operazioni che ora citeremo. Si tratta di tutti i punti di saldatura dei cavetti preparati. Sulla scorta delle figure saldare quindi (procedendo dal basso verso l'alto):

FIGURA A SINISTRA

2 fili rosso-blu a « + C » (lato destro)
1 filo cenere a « F 5 » (lato sinistro)
1 filo giallo-blu a R 551 (paglietta inferiore)
1 filo bianco a R 550 (paglietta inferiore)
1 filo giallo a R 551 (paglietta superiore)
1 filo verde a R 550 (paglietta superiore)
2 fili verde-cenere a « CAG » (lato sinistro)
1 filo giallo-marrone a « F 4 » (lato destro)

FIGURA A DESTRA

1 filo blu, 1 rosso-blu, 1 giallo-blu nell'ordine, da sinistra a destra, su

NOTIZIARIO S.G.S.

Oggi il transistore è familiare a chiunque ed è ben noto il ruolo che esso gioca nella produzione di apparecchiature elettroniche di minor dimensione e di miglior prestazione.
Il Gruppo SGS-Fairchild produce transistori Planari al Silicio e altri dispositivi affini. Il Processo Planare è una tecnologia avanzata brevettata nel 1960 dalla Fairchild Semiconductor, una Divisione della Fairchild Camera and Instruments Corporation, USA.
Il Processo Planare, che rappresenta uno sviluppo tecnologico quasi altrettanto importante quanto l'invenzione stessa del transistor, ha permesso di raggiungere nuovi livelli di affidamento, di prestazione e di resa. Esso ha anche reso possibile lo sviluppo dei circuiti integrati che raggruppano le funzioni di molti transistori e altri componenti in un solo dispositivo minuscolo e monolitico.
Il Gruppo SGS-Fairchild e la Fairchild Semiconductor, sono insieme i maggiori produttori mondiali di Semiconduttori Planari al Silicio.

*

Nel particolare relativo allo spinotto, tre fili sono stati disegnati infilati nei relativi piedini: gli altri, per rendere più chiaro il disegno terminano a parte ma, logicamente, si devono intendere anch'essi negli altri tre piedini (a semicerchio) che portano ciascuno la rispettiva lettera corrispondente. Il filo con capocorda che si vede, tratteggiato, a sinistra, in basso, uscente dalla piastrina a circuito stampato è una calza di massa proveniente dal telaio Sincroni-smi-Suono sarà perciò inserita solo durante le operazioni di unione dei telai. Il capocorda verrà allora stretto sotto la vite che è autofilettante. A proposito di questo tipo di vite che si incontrerà anche su altri telai, suggeriamo di avvitarla e svitarla una prima volta a telaio libero: si formerà così la necessaria filettatura che agevolerà l'introduzione finale, relativa al collocamento delle parti.

pulsantiera, zona sotto.

1 filo nero, 1 bianco, 1 verde-cenere nell'ordine, da sinistra a destra su pulsantiera, zona sopra.
2 fili rosso-blu ad « A » (Gruppo VHF)
1 filo verde a B » (Gruppo VHF)
1 filo verde-nero a « C » (Gruppo VHF)
1 filo cenere a « F » (Gruppo VHF - destra)
1 filo cenere a « E » (Gruppo VHF)
1 filo blu a « F » (Gruppo VHF - sinistra)
1 filo interno cavetto schermato a « US » (UHF)
2 fili neri a « M » (Gruppo UHF)
1 calza del cavetto schermato a « M » (UHF)
1 filo giallo in « A » e poi in « B » (UHF).

Infine il condensatore da 0,1 μF (C527) — ridotti i gambi — sarà saldato tra la paglietta di massa di cui si è detto e la paglietta (esterna) alla quale è già connessa la resistenza (R 550) da 100 kΩ ed il filo verde.

Tra le parti a disposizione si trova una striscia di bachelite con linguette destinata a ricevere, in modo permanente, pressochè la totalità dei componenti piccoli (resistenze e condensatori). Il lavoro per questo telaio avrà inizio con la preparazione della basetta suddetta.

*

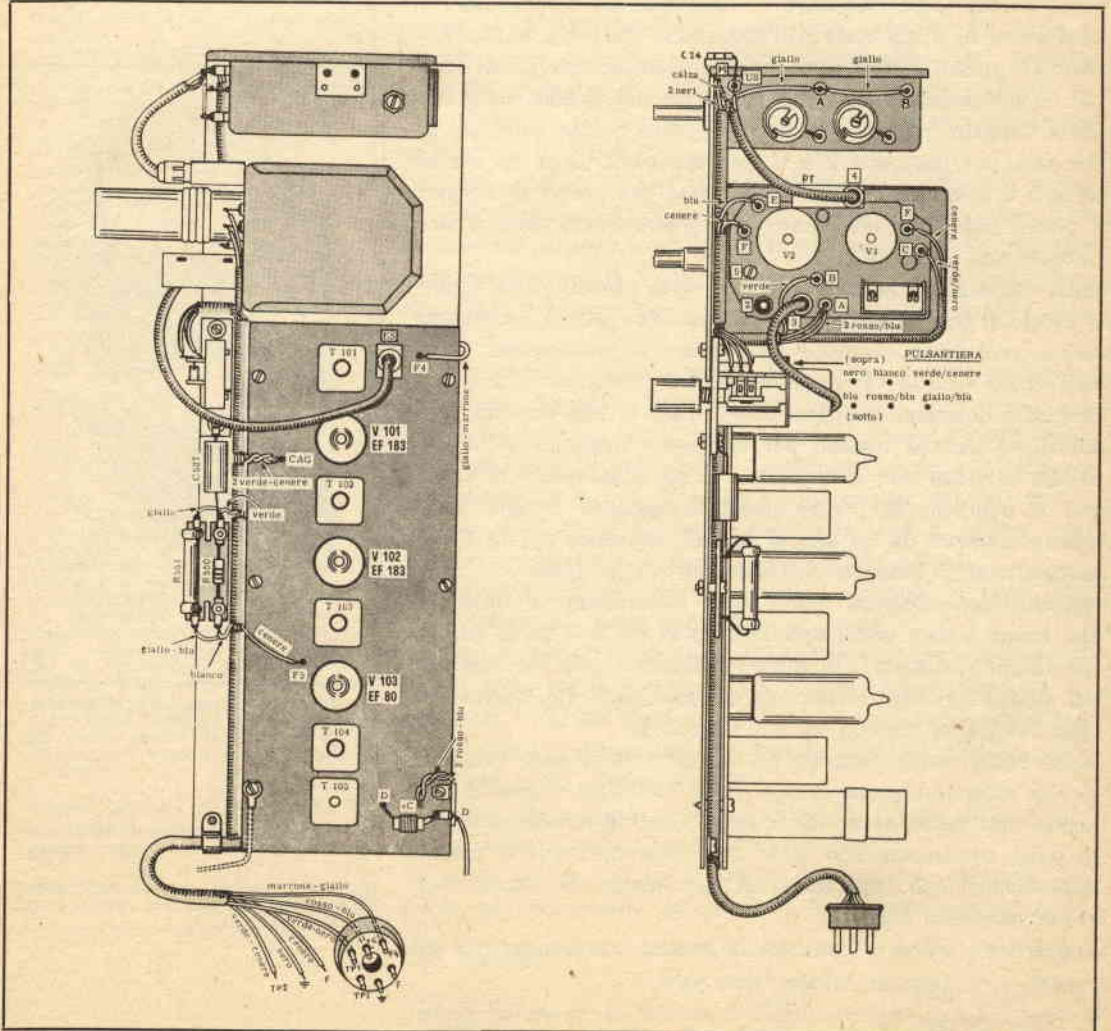
COSTRUZIONE DELL'UNITA' « SUONO-SINCRONISMI »

Anzitutto, sarà opportuno rialzare tutte le linguette di saldatura interne. La fig. 1 illustra questo particolare: l'operazione va eseguita con una certa cura atta ad evitare, per un troppo brusco o ripetuto intervento, la rottura delle pagliette in oggetto.
Sulla striscia si dovranno collocare alcuni spezzoni di filo che uniranno diversi occhielli. Alcune di queste unioni (quelle che attraversano la striscia) saranno eseguite introducendo preventivamente il filo di rame stagnato in uno spezzone di tubetto isolante tagliato un po' più corto del filo introdotto.
Alla fig. 2-A si osserva come vanno effettuati i collegamenti tra gli occhielli dello stesso lato ed alla fig. 2-B come devono essere eseguiti quelli attraversanti la basetta. Il filo di rame, taglia per una opportuna lunghezza sarà piegato ad angolo retto per 2 o 3 mm ai suoi due capi: i due pezzettini ripiegati saranno introdotti nei fori-occhiello della paglietta e poscia col saldatore e lo stagno si farà sì che l'occhiello si riempia di stagno fuso.
Dovranno essere eseguiti tutti i collegamenti rilevabili dalla fig. 3.
Sarà necessario poi collocare le resistenze ed i condensatori. Così come si è già visto nell'esecuzione dell'unità ALTA FREQUENZA, questi piccoli componenti presentano due gambi laterali in filo stagnato: introdotti tali gambi nei forellini delle opposte linguette rialzate sarà facile tagliare quanto superfluo ai due lati, pur lasciando 2 o 3 mm sporgenti. Dopo di ciò si salderà il componente (fig. 4) fondendo una goccia di stagno: il piccolo spezzone ulteriormente sporgente dalla goccia sarà troncato con le forbici.
Nella saldatura si proceda con una certa rapidità, vale a dire si cerchi di non insistere molto col saldatore perchè l'eccessivo calore, prolungato, potrebbe danneggiare il componente.
Nell'ordine tutte le 15 resistenze ed i 9 condensatori, a lavoro terminato dovranno mostrarsi come in fig. 5. Non saranno però saldati — benchè troncati per la dovuta lunghezza — il terminale di R 529 con la paglietta 10 ed il terminale di C 518 con la paglietta 38 perchè questi componenti devono poter essere sollevati da un lato al fine di introdurre poi le 2 viti autofilettanti di fissaggio dell'intera striscia al telaio.
Affinchè non sussistano dubbi sulla dislocazione di tutto ciò che forma questa unità, riproduciamo in fig. 6 il telaio con la sua foratura, accanto alla quale l'indicazione della destinazione dei singoli fori sarà certamente di reale aiuto (in unione, del resto, alle altre illustrazioni che seguono).
Valga come norma generale nel fissaggio delle parti l'impiego di una rondella elastica in ogni caso, tra telaio e dado di ciascuna vite: fanno eccezione a ciò alcune viti autofilettanti per le quali, ovviamente non vi è dado, dato che esse si creano direttamente, con l'operazione di avvitamento, la propria filettatura nel telaio stesso.
Suggeriamo, prima di collocare la basetta portacomponenti già realizzata, di collocare alcune altre parti.
Assieme al materiale si troverà il cavetto di conduttori prepa-

Fig. 1

Se il ponticello attraversa la scriscia è bene isolarlo con tubetto.

Fig. 2

Fig. 1 - Le linguette interne della striscia porta-componenti saranno tutte rialzate.

Fig. 2 - I ponticelli tra più punti contigui dello stesso lato possono essere eseguiti con filo nudo.

rato: esso è un po' più complesso di quello già visto nella precedente unità, tuttavia i disegni e le indicazioni del colore dei fili riteniamo possano evitare senz'altro errate interpretazioni. Ecco quanto si deve fissare sul telaio (vedi fig. 7):

1) Trasformatore per l'altoparlante (T 202) con il lato dei fili uscenti, verso il basso: sotto alla rondella della vite di fissaggio inferiore, interporre una paglietta di massa (« M »).

2) Ancoraggio « AN » a 5 pagliette.

3) Presa per spinotto a 6 piedini. (Attenzione all'orientamento che deve essere come da disegno e cioè con i tre piedini a semicerchio verso il lato esterno).

4) Potenziometro quadruplo. (R 501 - 509 - 514 - 502). Linguette di saldatura verso l'alto. Per il fissaggio introdurre negli appositi tagli presenti sul telaio le due lamelle laterali e poi torcere un po', con attenzione, per meno di mezzo giro, la parte sporgente.

5) Tre gommini passanti: nei fori presenti su di un fianco.

6) Una vite in « M1 » con paglietta di massa, rondella e dado.

Eseguito quanto sopra si potrà collocare la striscia porta resistenze e condensatori orientata come in figura 7. Si impiegheranno 2 viti autofilettanti che saranno fatte corrispondere al 5° ed al 19° foro (dall'alto) della serie centrale: tra telaio e basetta sarà presente un tubetto distanziatore per ciascuna vite. Si salderanno poi i due componenti (R 529 e C 518) lasciati liberi da un lato, alla rispettiva linguetta: essi copriranno la testa della vite di fissaggio della basetta.

Sul disegno della striscia porta-componenti è evidente la numerazione (dall'1 al 46) conferita alle pagliette onde poterle individuare nei richiami che ad essa si riferiscono. Grazie a questo accorgimento abbiamo potuto rappresentare con un unico disegno l'intero settore interno del telaio ed i suoi punti di saldatura.

L'operazione che segue è la posa del cavetto multiplo preparato. Il cavetto va posato sulla lamiera del telaio, in maniera che risulti aderente ad essa: sulla sinistra, in basso, saranno introdotti nei gommini passacavo i tre cordoni uscenti (si osservi in proposito la fig. 7). Si avranno continuazioni del cavo per il settore sovrastante del telaio che curveranno a sinistra, nell'angolo più basso, e a destra (sempre nell'angolo).

Un piccolo spezzone (per 5 saldature a destra, in alto), perverrà invece dal retro, nell'angolo di destra.

Si applichi ora il ferma-cavo che trattiene il cavo stesso nei pressi delle uscite dei tre cordoni attraversanti ciascuno un gommino. Prima del dado, sulla vite del ferma-cavo, si inserisca una paglietta di massa (ed una rondella elastica). Quanto sopra è visibile in fig. 7 al punto « M 2 ».

Con cura, come già si è raccomandato, si rialzino tutte le pagliette esterne della striscia portacomponenti.

Ed ecco, nell'ordine, le saldature da eseguire, partendo dal basso, tra i fili uscenti dal cavetto e le pagliette della striscia:

LATO SINISTRO

2 fili celeste a	paglietta	45	**Sulla basetta**
2 fili bianchi a	»	43	**portacomponenti**

NUOVO STABILIMENTO DELLA SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI IN FRANCIA

La SGS costruirà uno stabilimento per la produzione dei suoi semiconduttori planari al silicio in Francia.
L'annuncio è stato fatto dall'Ing. Renato Bonifacio, Amministratore Delegato e Direttore Generale del gruppo SGS, che ha aggiunto: « E' politica costante della nostra organizzazione di formare Società locali in quei paesi nei quali la domanda per i nostri prodotti lo renda opportuno.
L'aumento della richiesta sul mercato francese per i nostri semiconduttori planari al Silicio è stato particolarmente incoraggiante: il tasso d'incremento delle nostre vendite si è aggirato, negli ultimi anni, intorno al 60 per cento ».
La località scelta per lo stabilimento francese della SGS è Rennes in Bretagna: si tratta di una città che il governo francese intende sviluppare rapidamente, è sita in uno dei centri vitali dell'industria elettronica francese ed è dotata di importanti istituti universitari per l'insegnamento tecnico e scientifico.
Lo stabilimento sarà completato entro il 1965 e la produzione su larga scala inizierà nella primavera del 1966. Già alla fine del 1966, più del 60 per cento dei prodotti SGS-Fairchild venduti in Francia saranno prodotti nello stabilimento francese, e alla fine del 1967 questa percentuale salirà all'80 per cento.
Il nuovo stabilimento produrrà, all'inizio, transitori a piccola geometria e circuiti integrati micrologici; esso sarà dotato di un completo impianto per la diffusione planare, probabilmente il più avanzato oggi esistente in Europa.
Fin dall'inizio tutto il personale dello stabilimento sarà formato da dirigenti, tecnici e maestranze francesi. A questo scopo, un programma di formazione del personale avrà immediatamente inizio ad Agrate, presso lo stabilimento principale della Società.
Un primo gruppo di una trentina di operaie è atteso per le prossime settimane.

Società Generale Semiconduttori S.p.A. - Via C. Olivetti, 1 - Agrate, Milano - Italia.

2 fili verdi a	paglietta	41	**Sulla basetta**
1 filo nero a	»	39	**portacomponenti**
1 filo nero a	»	37	
2 fili neri a	»	27	
2 fili celesti a	»	35	
2 fili blu a	»	25	
1 filo rosa-cenere a	»	21	
2 fili rosso-blu a	»	19	
2 fili neri a	»	23	
1 filo nero a	»	13	
1 filo celeste a	»	11	
1 filo rosa a	»	9	
1 filo bianco, proveniente dal cavetto sopra, a	»	3	
1 filo rosso-blu a	»	1	
1 filo blu a paglietta superiore			**Trasformatore T202**
1 filo giallo a paglietta inferiore			
1 filo celeste a	linguetta	5	**Sull'ancoraggio**
1 filo bianco a	»	4	**« AN » a 5 posti**
2 fili gialli á	»	2	(linguette in basso)
3 fili rosso-blu a	»	1	

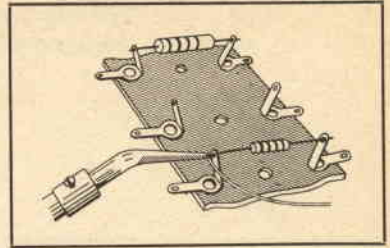



Fig. 4

Fig. 6

R 607	1600 Ω 7 W - a filo, in ceramica
R 538	2,2 kΩ 1 W - rosso-rosso-rosso
C 516	0,1 μF - a carta, 630 volt
R 503	1,5 MΩ 1 W - marrone-verde-verde
R 529	1,5 MΩ 1 W - marrone-verde-verde
R 527	8,2 MΩ 0,5 W - grigio-rosso-verde
R 528	2,2 MΩ 0,5 W - rosso-rosso-verde
C 524	8 μF - elettrol. 350/400 V.
R 539	22 kΩ 0,5 W - rosso-rosso-arancio
C 523	0,025 μF - a carta, 350 volt
R 532	47 kΩ 0,5 W - giallo-viola-arancio
R 609	1100 Ω 7 W - a filo, in ceramica
C 219	0,01 μF - a carta, 400 volt
C 517	0,1 μF - a carta, 630 volt
C 520	0,022 μF - a carta, 1000 volt
R 548	330 kΩ 0,5 W - arancio-arancio-giallo
C 501	0,25 μF - a carta, 350 volt
R 542	8,2 MΩ 0,5 W - grigio-rosso-verde
C 518	5000 pF - in polistirolo, 500 V.
C 522	0,1 μF - a carta, 250 volt
R 549	220 kΩ 0,5 W - rosso-rosso-giallo
R 608	1500 Ω 1 W - marrone-verde-rosso
R 610	10 kΩ 1 W - marrone-nero-arancio

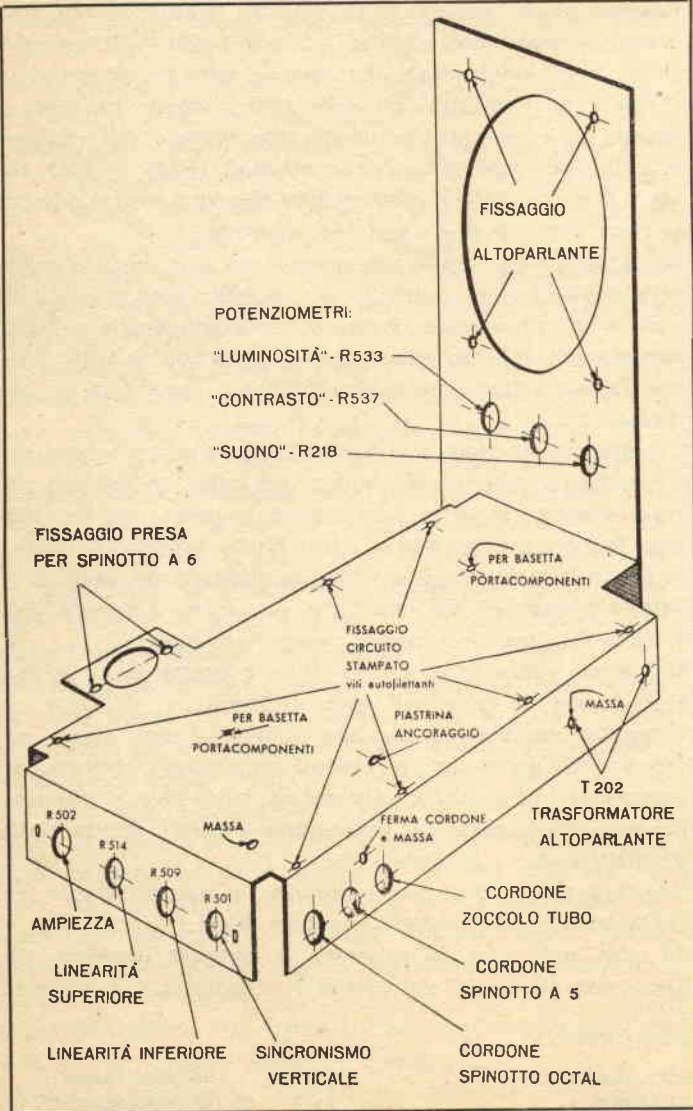



Fig. 3 - Collegamenti sulla striscia. Curare i punti di saldatura sugli occhielli semplicemente attraversati dal filo.

Fig. 4 - Lo spezzone del gambo del componente attraversante la linguetta e sporgente da essa sarà ricoperto da una goccia di stagno.

Fig. 5 - Dopo i ponticelli della figura a fianco, sullo stesso lato della basetta si collocheranno, saldandoli a mano a mano, tutti i componenti ad eccezione di R 529 e C 518 che saranno lasciati liberi da un lato.

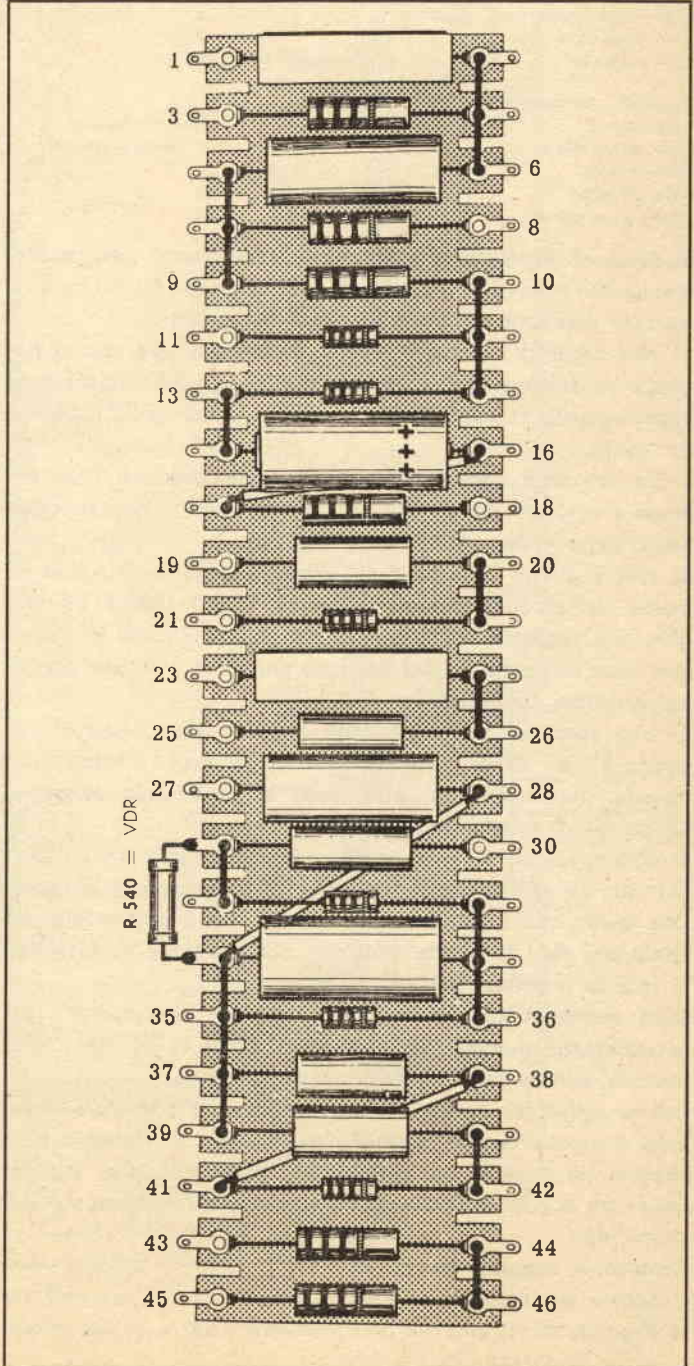
Fig. 6 - Le indicazioni qui riportate nei riferimenti di tutti i fori presenti sul telaio agevolano il montaggio delle singole parti

1 filo verde a	linguetta	1	**Sul**
1 filo nero a	»	2	**potenziometro**
1 filo blu a	»	4	**multiplo. Ed infine**
2 fili neri, intrecciati a	»		**« M2 »**

LATO DESTRO

1 filo nero-grigio a	linguetta	11	**Sul**
1 filo bianco a	»	10	**potenziometro**
1 filo celeste a	»	8	**multiplo**

Fig. 3

Fig. 5

1 filo giallo-blu a	linguetta	7	
1 filo rosso a	paglietta	46	**Sulla basetta**
2 fili rossi a	»	44	**portacomponenti**
1 filo bianco a	»	42	
2 fili bianchi a	»	36	
2 fili blu a	»	30	
1 filo nero a	»	28	
1 filo giallo a	»	26	
1 filo nero al	piedino	5	**Sullo zoccolo**
1 filo cenere al	»	4	**per spinotto a 6**
1 filo giallo-marrone al	»	3	
1 filo verde-cenere	»	6	
1 filo verde-nero	»	1	
2 fili rosso-blu	»	2	
(cavetto proveniente dall'alto)			
2 fili rossi a	paglietta	6	**Sulla basetta**
1 filo nero-grigio a	»	8	**portacomponenti**
1 filo giallo a	»	16	
1 filo grigio a	»	18	
1 filo nero-grigio a	»	20	

Si dovranno eseguire, a questo punto, quei pochi collegamenti residui che sono al di fuori di ciò che interessa i fili del cavetto multiplo preparato. Si tratta in effetti di saldare:

1) Alla paglietta di massa (« M ») posta sotto alla vite di fissaggio del trasformatore, la linguetta di massa del condensatore doppio grande (C 604 - C 606), che sarà in tal modo collocato sul telaio.

2) Le due altre linguette dello stesso condensatore (lato segnato « + ») alle prime due (a sinistra) delle 5 pagliette dell'ancoraggio « AN », (pagliette 1 e 2).

3) Alla paglietta di massa del punto « M1 », la linguetta di massa dell'altro condensatore doppio (C 603 - C 605) ed alle altre due pagliette libere dell'ancoraggio a 5 (quella in centro non viene utilizzata) le due linguette del lato « + » dello stesso condensatore (paglietta 4 e 5).

4) Uno spezzone di filo di rame stagnato che unisca le linguette 2 - 3 - 5 - 6 del potenziometro quadruplo, contando da sinistra (interporre, tra la 3ª e la 5ª un piccolo pezzo — 1,5 cm — di tubetto isolante).

5) Uno spezzoncino di 1 cm che unisca l'8ª alla 9ª ed un altro l'11ª alla 12ª delle restanti linguette del potenziometro multiplo.

Con questi ultimi allacciamenti tutta la parte sottostante del telaio può dirsi terminata. Passiamo ora alla parte sovrastante: ci farà da completa guida la fig. 8.

Sulla scorta di quest'ultima illustrazione si monteranno i **tre potenziometri frontali** (linguette volte verso l'alto) nell'ordine indicato, sul pannello.

Indi si collocherà sul telaio la grande **piastra a circuito stampato.** L'orientamento è rilevabile dal disegno: il fissaggio sarà eseguito in 7 punti con altrettante viti autofilettanti, interponendo tra la piastra ed il telaio un tubetto distanziatore per ciascuna vite.

Restano le seguenti operazioni:

Collocare **una resistenza** (R 534 = grigio - rosso - arancio) tra la paglietta di sinistra del potenziometro R 533 e la sua stessa paglietta di massa (stesso lato).

Fig. 7 - Interno del telaio Sincronismi-Suono e collegamenti. Per una più chiara lettura la basetta porta-componenti è stata rappresentata senza gli stessi che, naturalmente, risulteranno già installati su di essa come indicato in precedenza.

rosso/blu
R 607
1
3 bianco
2 blu
2 rossi 6
grigio/nero 8
blu
9 rosa
T 202
11 celeste
13 nero
giallo
giallo 16
grigio 18
M
20
grigio/nero
19 2 neri
21 2 rosso/blu
C 604
C 606
23 rosa/cenere
25 2 blu
giallo 26
27 2 celeste
nero 28
bianco
celeste
2 blu 30
AN 4 5
1 2
giallo/marrone (3)
3 rosso/blu
cenere (4)
nero ⏚ (5)
2 gialli
35 2 neri
2 bianchi 36
M2
verde/cenere (6)
verde/nero (1)
C 603
C 605
37 nero
2 neri
39 nero
2 rosso/blu (2)
41 2 verdi
bianco 42
43 2 bianchi
2 rossi 44
M1
45 2 celeste
rosso 46
R 501
R 509
R 514
R 502
verde
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12
grigio/nero
nero
blu
giallo/blu
celeste
bianco

Fig. 7

grigio
bianco
calze saldate assieme
bianco
schermato nero
R 536
R 534
2 gialli
R 533
R 537
R 218
grigio/nero
schermato grigio
celeste
D
4
blu
1
2
V 301
PCL 84
V 202
PCL 82
giallo
giallo/marrone
giallo/marrone
F3
3
F2
cenere
rosso
F1
P1
schermato grigio
giallo/blu
K
schermato nero (P2
bianco
15
nero
5
+B
+C
rosso/blu
giallo
T 201
V 302
ECC 82
2 verde/nero
bianco
17
giallo
8
giallo/marrone
F2
V 201
EF 80
cenere
verde
7
F3
giallo/marrone
F4
calza
MF1
6
MF 201
schermato
blu
13
92
rosso/nero
10
giallo/blu
91
celeste
giallo/marrone
16
rosso/blu
F7
V 501
PL 84
cenere
F8
blu
9
Fig. 8

Fig. 9

Collocare analogamente, sul potenziometro R 537 **una resistenza** (R 536 = marrone - rosso - giallo), tra la paglietta di sinistra e la paglietta di massa (stesso lato).
Unire con spezzone di filo stagnato la paglietta di sinistra del potenziometro R 218 con la sua linguetta di massa (stesso lato).
Montare l'**altoparlante**; le due linguette di saldatura saranno volte verso il basso. Si useranno, con le 4 viti, oltre alle rondelle elastiche, quattro rondelle piatte, grandi.
I fili del cavo preparato saranno saldati (dal basso) come segue:

LATO SINISTRO - Basetta a circuito stampato

1 filo blu a	piolino	9
1 filo cenere a	»	F8
1 filo giallo-marrone	»	F7
1 filo giallo-blu a	»	13
1 filo verde a	»	7
1 filo giallo-marrone	»	F2
1 filo bianco a	»	8
1 filo bianco a	»	5
1 filo giallo-blu	piolino	15
1 filo rosso a	»	+B
1 filo giallo-marrone	»	F3
1 filo giallo a	»	4

Potenziometri frontali

1 filo bianco al centro di	R 533
1 filo grigio-nero a destra di	R 533
1 filo grigio al centro di	R 537

LATO DESTRO - Basetta a circuito stampato

1 filo rosso-blu a	piolino	16	
1 filo celeste a	»	91	
1 filo rosso-nero a	»	10	
1 filo blu a	»	92	
1 filo scherm. (interno)	»	6	
1 calza di detto	»	MF1	
1 filo giallo-marrone	»	F4	
1 filo cenere a	»	F3	
2 fili verde-nero a	»	17	
1 filo rosso-blu a	»	+C	
1 filo giallo a	»	K	
1 filo nero a	»	3	
1 filo cenere a	»	F1	**Sulla basetta a circuito stampato**
1 filo giallo-marrone a	»	F2	
1 filo schermato grigio	»	P1	
1 filo schermato nero a	non siglato		
1 filo blu a	piolino	1	
1 filo celeste a	»	2	
1 schermato grigio a destra di		R 218	**Potenziometri frontali**
1 schermato nero al centro di		R 218	
2 calze di detti, a sinistra di		R 218	
1 filo bianco a destra di		R 537	

Unire i due fili provenienti dal trasformatore dell'altoparlante (T 202) ciascuno ad una paglietta dell'altoparlante.
Non resta, per terminare, che munire ciascuno dei tre cavetti uscenti dal proprio spinotto o zoccolo. Le indicazioni sono rilevabili alle figg. 9-A e 9-B. Prestare attenzione a che il pezzettino di conduttore denudato, nel caso degli spinotti, riceva all'interno stagno a sufficienza per assicurare un contatto duraturo e robusto.

Fig. 8 - Zona superiore del telaio Sincronismi-Suono e collegamenti ai punti di saldatura.
Il filo uscente a destra sarà unito, all'esterno, al cavetto diretto allo zoccolo del tubo.

Fig. 9 - La saldatura tra i fili ed i piedini degli spinotti va eseguita con attenzione, curando che tra filo denudato e piolino si stabilisca una sicura saldatura per un buon tratto; lo stagno deve penetrare all'interno del piolino. In questo modo saranno posti a capo di due cordoni i due spinotti, secondo l'ordine indicato: all'altro cordone verrà connesso lo zoccolo per il tubo. Il filo giallo è ancorato ogni tanto con un po' di nastro adesivo.

LA SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI LANCIA IL « TOTAL PLANAR »

Quattro serie complete di dispositivi planari al silicio destinate a coprire tutta la gamma di applicazioni dei semiconduttori.

La SGS annuncia di essere ora in grado di fornire semiconduttori planari al silicio per ogni tipo di apparecchiature elettroniche.
Sotto la definizione generale di « Total Planar » sono in produzione e stanno per essere lanciate sul mercato quattro serie complete di transistori, diodi e prodotti speciali destinati alle applicazioni nei campi dell'elettronica militare, professionale, industriale e civile; per i primi tre settori sono disponibili anche numerosi tipi di microcircuiti integrati.
Facendo questo annuncio, l'Ing. Renato Bonifacio, Amministratore Delegato e Direttore Generale del gruppo SGS-Fairchild, ha dichiarato: « Solo l'eccezionale abilità produttiva delle Società del gruppo SGS-Fairchild, fondata sulla loro esperienza, unica in Europa, del Processo Planare, poteva rendere possibile il lancio del « Total Planar ».
Il Processo Planare della Fairchild assicura alte rese e produzione in grande serie di semiconduttori di elevato affidamento. Noi abbiamo raffinato questo processo al punto da poter produrre senza difficoltà dispositivi rispondenti ad ogni esigenza applicativa, in ogni campo e per ogni gamma di prestazioni.
Il Processo Planare ha fatto della Fairchild e della SGS-Fairchild i maggiori produttori mondiali di semiconduttori al silicio. Il « Total Planar » trasferisce i vantaggi derivanti da questo processo all'industria elettronica nel suo insieme.
L'Ing. Corrado Innocenti, Direttore Commerciale Internazionale, ha aggiunto: « Per la SGS « Total Planar » significa che stiamo entrando in numerosi nuovi mercati dovunque in Europa, e che lo stiamo facendo con le capacità e l'intenzione di sviluppare larghi e profittevoli affari in ogni settore. Per l'industria elettronica, « Total Planar » significa che i progettisti hanno a loro disposizione semiconduttori planari al silicio costruiti secondo le loro specifiche esigenze tecniche ed economiche. I progettisti fruiscono ora in altri termini della praticità di una gamma di dispositivi costruiti su misura ».
Le quattro serie di semiconduttori raccolte sotto il nome di « Total Planar » sono state infatti progettate in vista delle specifiche esigenze dell'elettronica militare, professionale, industriale e civile.
La serie Militare comprende più di 200 transistori e diodi, costruiti in rigorosa conformità alle specifiche militari generali o particolari; essa raggruppa inoltre più di 30 microcircuiti integrati, che vanno dalla famiglia degli Elementi Micrologici Epitassiali ed Epitassiali « Milliwatt », ai Micrologici a diodi: transistori e transistori-transistori, agli amplificatori integrati DC e differenziali.
La serie Professionale comprende transistori NPN a immagazzinamento controllato, ad alta tensione e media potenza, PNP complementari, RF/IF e duali; diodi, fra cui tipi ultraveloci operanti al livello dei picosecondi; circuiti integrati monolitici.
Tutti i tipi professionali sono costruiti secondo le specifiche registrate Pro-Electron e sono coperti dal programma SURE (Semiconductor Users Reliability Evaluation), uno speciale programma della SGS che garantisce il grado di affidamento.
La serie Industriale offre una larga scelta di transistori, diodi e microcircuiti d'impiego generale, costruiti secondo i rigidi controlli dell'affidamento e delle prestazioni elettriche comuni a tutte le linee di produzione della SGS-Fairchild. Questa serie permette ai progettisti di servirsi dell'affidamento proprio del silicio là dove ragioni di costo imponevano prima l'impiedo di dispositivi al germanio.
La serie Civile, che comprende dispositivi di produzione interamente nuova, è stata progettata per soddisfare le esigenze particolari, sia tecniche sia economiche, delle industrie del settore radio-TV e di quelle affini. Vengono largamente usati contenitori in plastica; i 28 tipi di base comprendono, ad esempio, amplificatori RF-CAG, amplificatori video pilota e finali, sintonizzatori UHF e VHF, miscelatori e oscillatori ad alta frequenza.
Per ognuna delle quattro serie la SGS ha preparato un SELETTORE PLANARE, che descrive le caratteristiche più importanti di ogni tipo, e quindi aiuta il progettista elettronico a scegliere rapidamente quei dispositivi che meglio corrispondono ai suoi problemi particolari.
Nel determinare l'articolazione delle quattro serie che costituiscono il « Total Planar », si è fatto tesoro dell'esperienza accumulata durante più di sei anni dalla SGS-Fairchild, nella produzione, nelle applicazioni e nella vendita di semiconduttori planari. Questa ricca esperienza permette alla Società di risolvere il difficile problema consistente nel produrre quattro serie complete di dispositivi che corrispondano esattamente alle esigenze di quattro mercati diversi.
In definitiva si può affermare che il Processo Planare al silicio, che ha permesso di produrre i primi microcircuiti integrati che abbiano trovato pratica applicazione, e i soli che abbiano superato prove di vita di più di 50 milioni di ore/unità senza alcun cedimento, è stato posto ora a disposizione di tutti gli utenti.

FANTINI SURPLUS

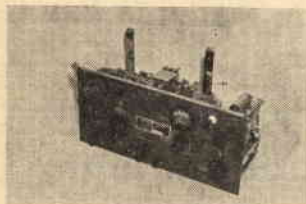
UN RICE-TRANS NUOVO AD UN PREZZO ACCESSIBILE A TUTTI... BC 654A.

Caratteristiche del Ricevitore:
Gamma da 3,8-5,8 copertura (facilmente modificabile) per gamma dei 40-80 m. ed altre gamme.
Con demoltiplica 1/30, con doppi ingranaggi di elevata precisione.
Media frequenza a 455 Kc.
Usa le seguenti valvole:
N° 1 Valvola Tipo 1N5 Amplificatrice alta frequenza.
» 1 » » 1A7 Miscelatrice e oscillatore
» 2 » » 1N5 Amplificatrici di media frequenza.
» 1 » » 1H5 Rivelatrice e amplificatrice BF.
» 1 » » 3Q5 Finale bassa frequenza.
» 1 » » 3Q5 Oscillatore di nota (B.F.O.).
Tutte le valvole sono reperibili presso i ns. magazzini al prezzo di listino.
Detto ricevitore è dotato di attacchi per cuffia o altoparlante con un bellissimo variabile a quattro sezioni argentato. Selettività 5 Kc. - sensibilità 0,5 microvolt.
Con scala graduata di 20 Kc. in 20 Kc.
Con possiblità di montaggio del S-meter.
La frequenza è facilmente modificabile, avendo le bobine tipo media frequenza di facile smontaggio, pertanto adatto per lavorare (modificandolo opportunamente) anche sulla gamma dei 27-29 Mc.

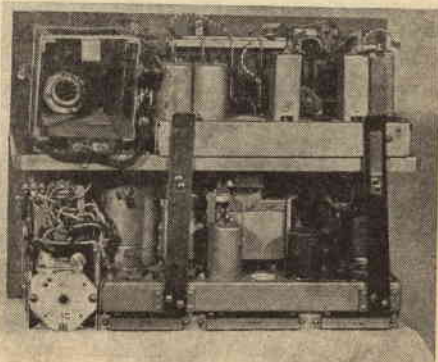
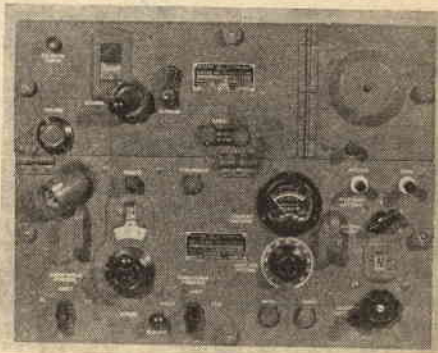
ALIMENTAZIONE:

90 volt di anodica, 1,5 di filamento.
Disponiamo del suo alimentatore originale per alimentazione mediante batterie auto 6-12 Volt.

MODIFICHE:

Tutte le valvole si possono sostituire con valvole tipo 6,3 V. (6BE6 - 6AU6 - 6SG7 ecc.).
Il ricevitore è adatto per essere abbinato al gruppo GELOSO con uscita 4,6 Mc. da usarsi come doppia conversione onde coprire tutte le gamme dei radioamatori.

Detto ricevitore viene fornito perfettamente funzionante, mancante di valvole, alimentazione, ma completo di schema elettrico al prezzo di vero regalo L. 8.000 più imballo e trasporto.

CARATTERISTICHE DEL TRASMETTITORE:

Gamma 3, 8-5, 8. Usa le seguenti valvole:
N° 2 Valvole finali di potenza tipo 307 A. con potenza 20 W.RF.
» 1 » 3Q5 Modulatrice (portante controllata).
N° 1 Valvola tipo 3Q5 Oscillatore B.F.O.
» 1 » » 3Q5 Pilota finale.
Corredato di una termocoppia 3 A. f.s. per la lettura della massima uscita, di una bellissima induttanza variabile per l'accordo di qualsiasi tipo di antenna adatta come PY per trasmettitori, (tutta argentata). Venduto senza valvole, ma con schema a L. 9.000. Valvole a richiesta al prezzo di listino.
Tutto il complesso Rice-Trans, comprendente ricevitore e trasmettitore e completo di schema elettrico viene venduto al prezzo di L. 16.000.

FANTINI SURPLUS

bologna - via fossolo, 38 - c.c.p. 8/2289

ALIMENTATORI PREAMPLIFICATORI AMPLIFICATORI *

Alimentatore stabilizzato 6 V - 1 A

È un alimentatore stabilizzato con uscita a 6 V, carico massimo 1 A. L'ondulazione residua è inferiore a 5 mV picco-picco al massimo carico; la resistenza di uscita, grazie alla compensazione realizzata con la resistenza R_7 è inferiore a 0.002 Ω.
Resistenza interna: < 2 mΩ
Ronzio residuo: < 5 mV_{pp} al carico massimo

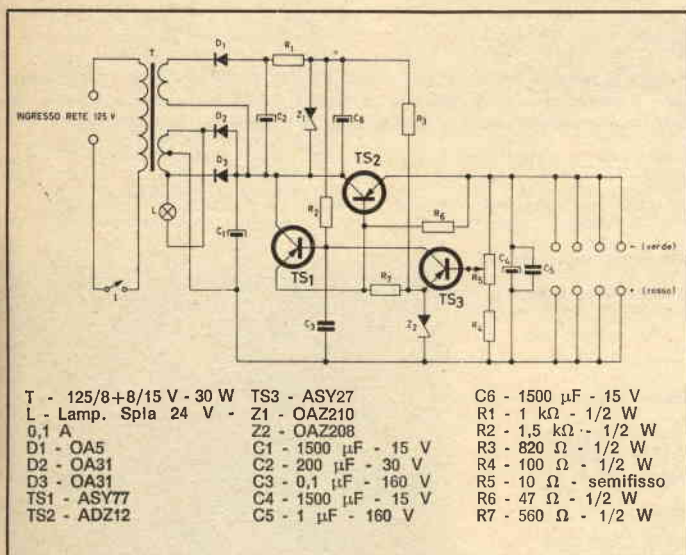



Fig. 2

Alimentatore regolabile a bassa resistenza interna

È un alimentatore regolabile che, posto a valle dell'alimentatore precedente, permette di ottenere una tensione stabilizzata regolabile fra 0,8 e 4,8 V, carico massimo 0,5 A, con bassa resistenza interna. La variazione della tensione di uscita, al variare della tensione e del carico, è inferiore a 40 μV per V e per mA.
Tensione di uscita: regolabile fra 0,8 V e 4,8 V
Variazione della tensione di uscita: < 40 μV per V e per mA

Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore regolabile a bassa resistenza interna.

Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato da 6 V - 1 A.

Fig. 3 - Schema elettrico dell'alimentatore a bassissima resistenza interna.

Fig. 4 - Curva di variazione della tensione di uscita in funzione della corrente.

Fig. 5 - Curva di variazione della resistenza interna in funzione della corrente.

* Circuiti realizzati dall'Ing. Franco Salmi, via Faiti 6, Roma.
Dal « Bollettino Tecnico Philips ».

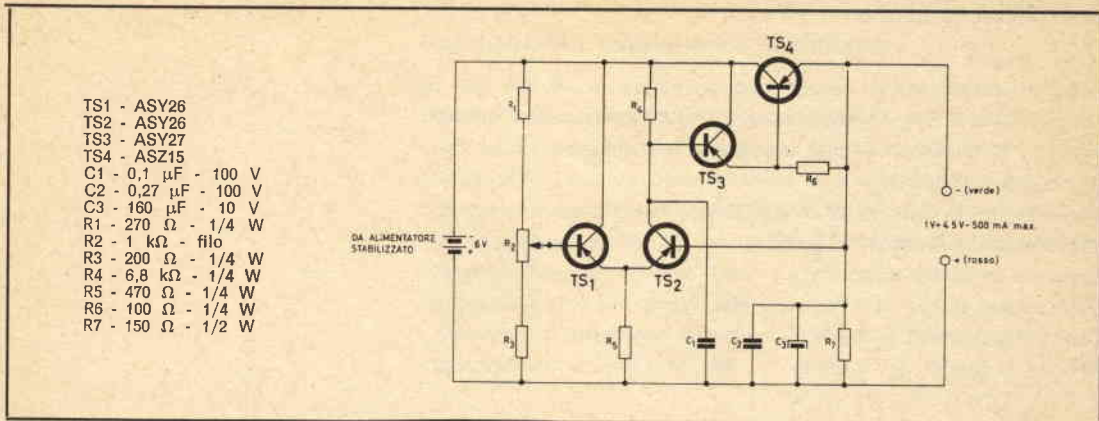



Fig. 1

Alimentatore a bassissima resistenza interna 1,5 V - 0 ÷ 500 mA

È un alimentatore che, posto a valle dell'alimentatore di fig. 1 permette di ottenere una tensione stabilizzata di 1,5 V, carico massimo 0,5 A, con resistenza interna compresa fra più e meno 0,005 Ω circa (al variare del carico). La compensazione della tensione di uscita al variare del carico è ottenuta col circuito Ts_1-R_2, che agisce su D_1 in maniera praticamente proporzionale al carico.

Il dispositivo può anche essere alimentato da un alimentatore

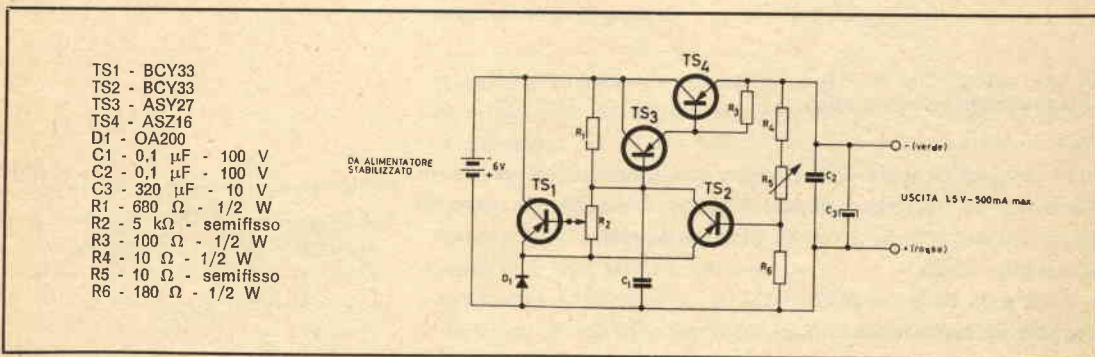



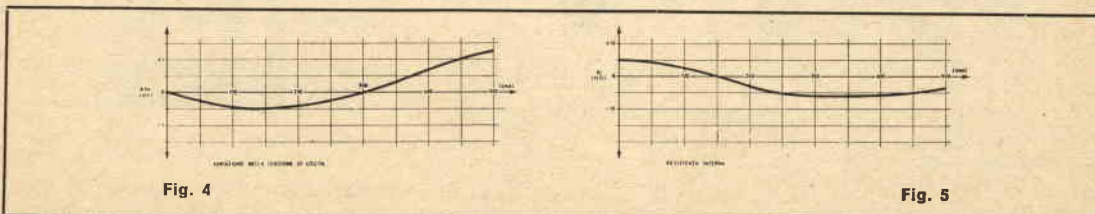
Fig. 3

non stabilizzato; in tal caso è però necessario stabilizzare a — 6 V (con uno Zener) il collettore di Ts_1 ed il lato caldo di R_1.

Regolazione al variare del carico: < 0,001

Resistenza interna: < ± 0,006

Fig. 4

Fig. 5

Preamplificatore lineare

È un preamplificatore lineare con guadagno di 40 db. per la banda 20-20.000 Hz; l'amplificazione è stabilizzata con il circuito di reazione negativa R_7-R_8-R_9, indipendente dalla frequenza.
Guadagno: ~ 40 db
Linearità: ± 0,1 db fra 20 e 20.000 Hz
Resistenza d'ingresso: > 5 kΩ
Tensione di uscita max: 1 V_{eff}
Carico max per V_u = 1 V: ~ 1 kΩ
Carico max per V_u = 0,2 V: ~ 100 Ω
Rumore di fondo: < —60 db

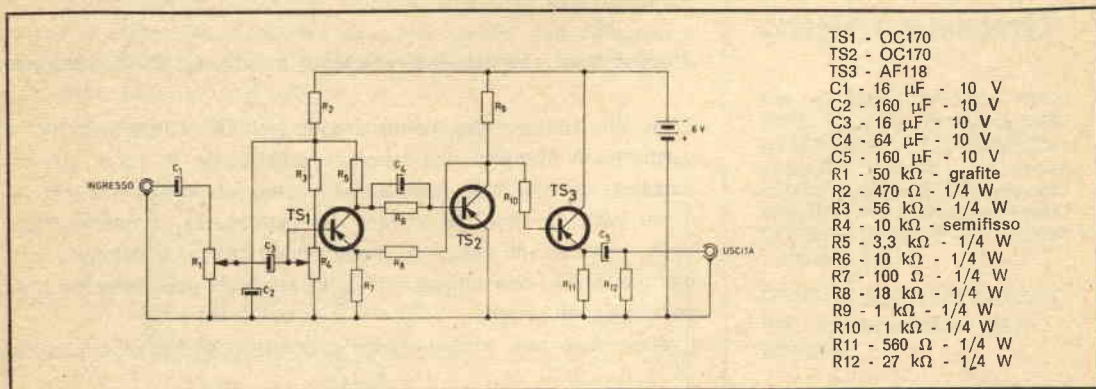



Fig. 6

Preamplificatore microfonico

È un preamplificatore microfonico con guadagno di 40 db. È adatto ad un microfono dinamico da 50 Ω ed ha una risposta contenuta entro 3 db da 30 ad oltre 20.000 Hz.
Guadagno: 40 db
—3 db a 30 Hz e > 20.000 Hz
Segnale di uscita max: 1 V_{eff}

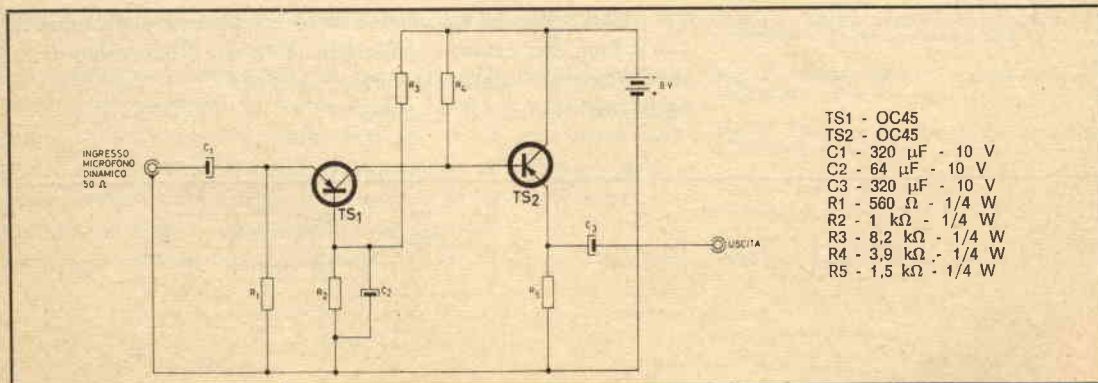



Fig. 7

Microamplificatore di bassa frequenza classe B single ended con transistori complementari alimentazione 1,5 V

È un microamplificatore di bassa frequenza, con alimentazione a soli 1,5 V, che può dare, su carico di 6 Ω, una potenza massima di 15 mW. L'apparecchio funziona in classe B single-ended con transistori complementari ed il consumo varia da circa 2 mA senza segnale a circa 20 mA con segnale massimo (sinusoidale).

Potenza d'uscita: 15 mW max
Sensibilità: 0,5 mV per 5 mW
Consumo: 2 mA senza segnale - 20 mA con segnale max
Distorsione: < 5% a 12 mW

TS1 - AC107
TS2 - AC107
TS3 - OC140
TS4 - AC132
TS5 - AC127
C1 - 2 μF/6 V
C2 - 2 μF/6 V
C3 - 2 μF/6 V
C4 - 2 μF/6 V
C5 - 4,7 nF - 100 V
C6 - 16 μF/6 V
C7 - 320 μF/6 V

R1 - 10 kΩ - grafite
R2 - 150 kΩ - 1/4 W
R3 - 3,3 kΩ - 1/4 W
R4 - 100 kΩ - 1/4 W
R5 - 1,8 kΩ - 1/4 W
R6 - 220 Ω - 1/4 W
R7 - 50 kΩ - grafite
R8 - 150 Ω - 1/4 W
R9 - 470 Ω - 1/4 W
R10 - 12 Ω - 1/4 W
R11 - 12 Ω - 1/4 W

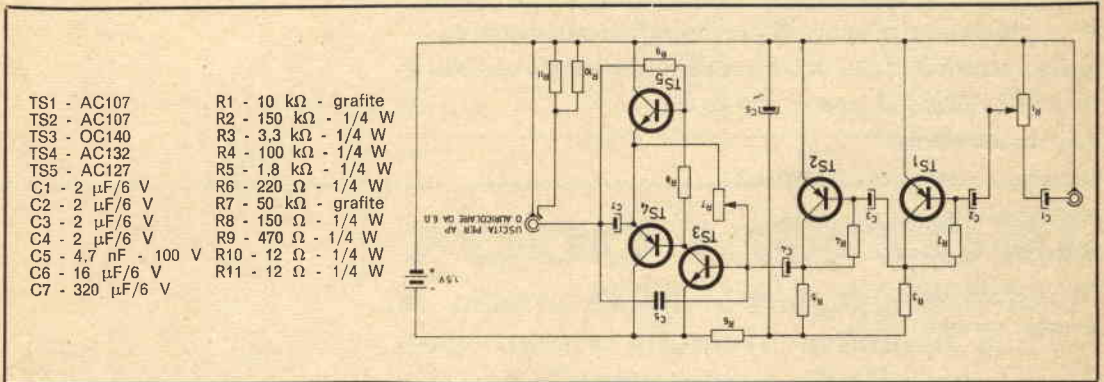



Fig. 8

Stadio finale di potenza - classe a sliding bias

È uno stadio finale di potenza in classe A sliding bias che può dare 650 mW con distorsione inferiore al 5%. Grazie al sistema di pilotaggio del gruppo finale tramite il rivelatore Ts_2, il ritardo è trascurabile. Il consumo varia da 60 mA senza segnale a circa 600 mA con segnale massimo (sinusoidale).

Potenza max: 650 mW con d < 5%
Sensibilità: 120 mV per 50 mW
Resistenza d'ingresso: > 20 kΩ
Consumo: Senza segnale 60 mA - con segnale max 600 mA

Fig. 9

Fig. 10

TS1 - ASY27
TS2 - ASY26
TS3 - ASY26
TS4 - OC22
C1 - 2 μF - 10 V
C2 - 16 μF - 10 V
C3 - 2 μF - 10 V
C4 - 160 μF - 10 V
R1 - 68 kΩ - 1/4 W
R2 - 1 kΩ - 1/4 W
R3 - 250 kΩ - semifisso
R4 - 2,7 kΩ - 1/4 W
R5 - 5 kΩ - semifisso
R6 - 220 Ω - 1/4 W

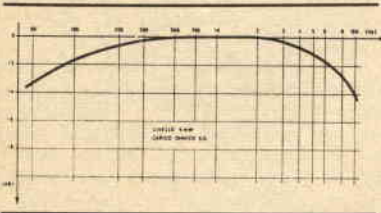



Fig. 6 - Schema elettrico del preamplificatore lineare.

Fig. 7 - Schema elettrico del preamplificatore microfonico.

Fig. 8 - Schema elettrico del microamplificatore di bassa frequenza classe B, single-ended, con transistori complementari.

Fig. 9 - Curva di risposta del microamplificatore di bassa frequenza.

Fig. 10 - Schema elettrico dello stadio finale di potenza, classe A.

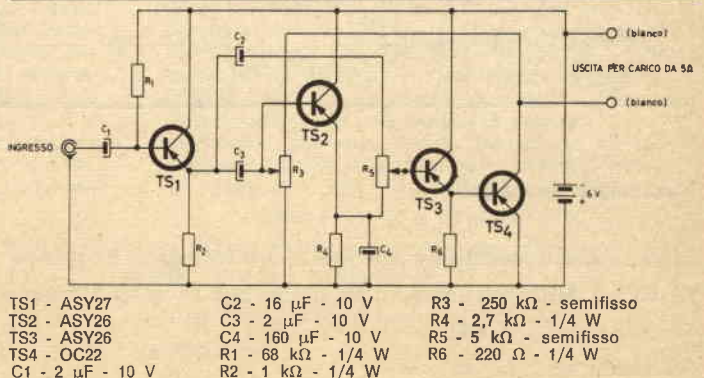
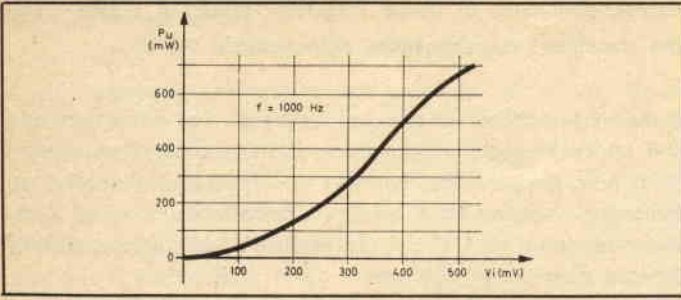



Fig. 12

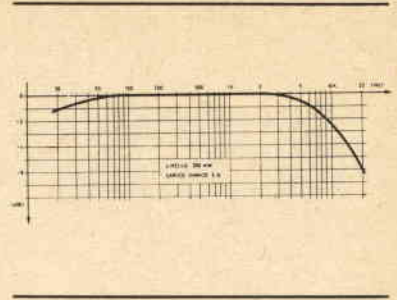



Fig. 11

Doppio trasformatore di impedenza

È un doppio trasformatore di impedenza con resistenza di ingresso superiore a 500 kΩ e resistenza di uscita inferiore a 10 Ω. Il guadagno di potenza è di 50 db.

Per ciascun canale:

Resistenza d'ingresso: $>$ 500 kΩ

Resistenza d'uscita: $<$ 10 Ω

Guadagno di potenza: ~ 50 db

Curva di risposta: $\pm$ 0,1 db fra 20 e 20.000 Hz

Segnale massimo: 4 V_{pp}.

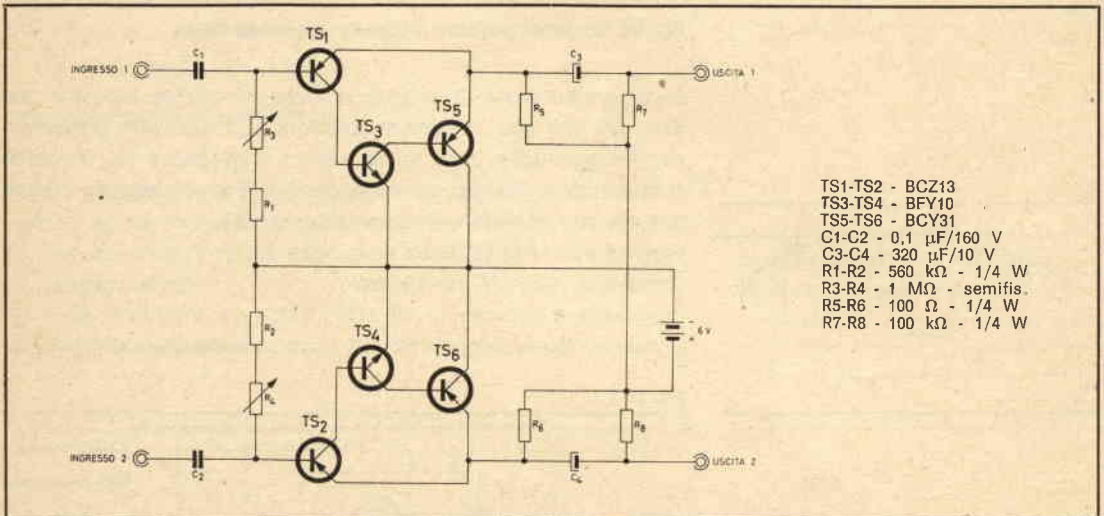



Fig. 13

Modulatore aperiodico

È un semplice modulatore aperiodico, funzionante nella gamma 20 Hz - 1 MHz, con ingresso ed uscita con un capo a massa.

Frequenza max.: 1 MHz

Frequenza min.: 20 Hz

Fig. 11 - Curva di risposta in frequenza dello stadio finale di potenza.

Fig. 12 - Curva di distorsione dello stadio finale di potenza.

Fig. 13 - Schema elettrico del trasformatore di impedenza.

Fig. 14 - Schema elettrico del modulatore aperiodico.

Fig. 15 - Curve di funzionamento del modulatore aperiodico.

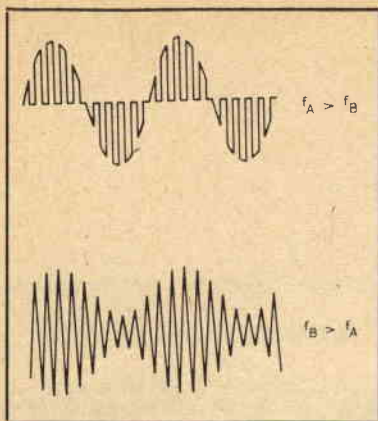



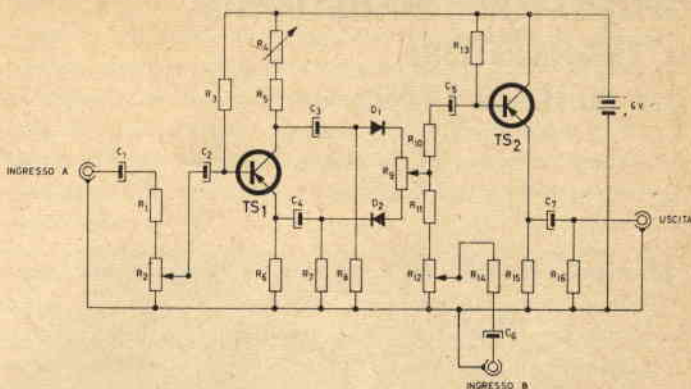
Fig. 15

TS1 - ASZ20	C6 - 16 μF - 10 V	R8 - 2,2 kΩ - 1/4 W
TS2 - ASZ20	C7 - 16 μF - 10 V	R9 - 3 kΩ - semifisso
D1 - AAZ15	R1 - 6,8 kΩ - 1/4 W	R10 - 100 kΩ - 1/4 W
D2 - AAZ15	R2 - 10 kΩ - grafite	R11 - 39 kΩ - 1/4 W
C1 - 16 μF - 10 V	R3 - 180 kΩ - 1/4 W	R12 - 10 kΩ - grafite
C2 - 16 μF - 10 V	R4 - 500 Ω - semifisso	R13 100 kΩ - 1/4 W
C3 - 16 μF - 10 V	R5 - 330 Ω - 1/4 W	R14 - 6,8 kΩ - 1/4 W
C4 - 16 μF - 10 V	R6 - 470 Ω - 1/4 W	R15 - 1 kΩ - 1/4 W
C5 - 16 μF - 10 V	R7 - 2,2 kΩ - 1/4 W	R16 - 47 kΩ - 1/4 W

Fig. 14

GENERATORE SINUSOIDALE A TRANSISTORI DA 10 Hz a 1 MHz

I **generatori** sinusoidali fanno parte dell'equipaggiamento fondamentale di molti laboratori ed industrie. Essi sono fra l'altro necessari per le prove su filtri, amplificatori e impianti elettroacustici. Fra i vari circuiti, mediante i quali è possibile generare delle onde sinusoidali, i generatori a RC offrono dei notevoli vantaggi. Essi possiedono infatti, nonostante la semplicità del circuito, una notevole costanza della frequenza e dell'ampiezza, possono essere costruiti per una gamma di frequenza molto ampia e hanno una bassa distorsione.
Delle buone prestazioni sono offerte in particolare dai circuiti che impiegano come elemento per la variazione della frequenza un ponte di Wien-Robinson. Il principio di funzionamento di un tale generatore è illustrato nella fig. 1. Il ponte è costituito da un ramo complesso con gli elementi R_1 C_1 ed R_2 C_2 e da un ramo reale con le resistenze ohmiche R_3 ed R_4
Il rapporto fra la tensione che si presenta ai capi dell'elemento RC in parallelo (V_m) e la tensione di alimentazione del ponte (V_b) è uguale a:

$$A = \frac{V_m}{V_b} = 1 + \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} + \frac{1}{j\left(\omega R_1 C_1 - \frac{1}{\omega R_2 C_2}\right)} \quad (1)$$

Per la frequenza:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2)$$

sparisce la parte immaginaria, cioè V_m è in fase con V_b
Normalmente i valori delle resistenze e delle capacità vengono scelti in modo che $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$. Si ha allora:

$$A = \frac{1}{3} \quad (3) \qquad \text{ed} \quad \omega = \frac{1}{R_c} \quad (4)$$

Il rapporto delle tensioni del ramo ohmico è uguale a:

$$B = \frac{V_g}{V_b} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Alla diagonale di misura del ponte viene collegata l'entrata di un amplificatore, la cui tensione di uscita, ritardata di fase di

PER UN ERRORE DEL PROTO RIPORTIAMO QUI LE NOTE AL CIRCUITO DI PAG. 224.

Note al circuito.

T1 - Trasformatore di aimentazione: primario uguale alla rete; secondario 28 ÷ 30 volt 1,5 A.
D1 - D2 - D3 - D4 - diodi al silicio da 100 V di PIV, 3 Ampere.
TS1 - Transistore di potenza al silicio oppure al germanio tipo ASZ 16 - 17 - 18; OC 26, 2N255, ecc.
D5 - diodo Zener da 28 volt, 1,5 W. Si potranno impiegare due o più diodi collegati in serie sino a raggiungere la tensione richiesta (es.: tre diodi in sere da 9,3 volt).
I simboli L ed R stanno ad indicare L = lcft =sinistro, e R = vight = destro.
Le due uscite dirette servono per alimentare separatamente i due canali stereofonici; mentre le due uscite tramite le resistenze da 120 Ω 1 W servono per alimentare due poste sul pannello frontale e che lampadine spia, da 24 volt 50 mA, forniscono una indicazione della inserzione del canale destro oppure di tutti e due i canali nella posizione stereofonica.

Da « L'Antenna » N° 12 - 1964 pag 544 e segg. Rielaborazione da Transistorbestuskter Sinusgenerator fur den Frequenzbereich 10 Hz bis 1 MHz, **Funkschau**, sett. 1963, 18, pag. 505

360° rispetto a V_e, alimenta il ponte sull'altra diagonale. La tensione V_m che arriva all'entrata del ponte attraverso il ramo complesso agisce perciò come reazione diretta, invece la tensione V_g prelevata ai capi di R_4 agisce come controreazione. Se si regola il ponte in modo che la reazione diretta abbia il sopravvento ($A > B$) il circuito oscilla con una frequenza che dipende dai valori delle resistenze e capacità del ponte secondo la relazione (4).

Per ottenere la variazione della frequenza si possono variare sia le capacità C sia le resistenze R.

Nei circuiti a tubi che hanno una alta impendenza in entrata si impiegano, per ottenere una variazione continua della frequenza, quasi esclusivamente dei condensatori variabili doppi, che possono essere costruiti con delle tolleranze abbastanza strette.

La relativamente bassa capacità dei condensatori commerciali (circa 500 pF) rende necessario l'uso, alle basse frequenze, di elevati valori della resistenza (per es. 32 MΩ per f = 10 Hz) nel ramo complesso del ponte. Ciò rende a sua volta indispensabile una alta impendenza in entrata dell'amplificatore (R_e), perchè, a causa di questa impendenza, finora trascurata, la frequenza di oscillazione non assume il valore dato dalla (4), ma il valore seguente:

$$\omega = \frac{1}{R_c}\sqrt{1 + \frac{R}{R_e} \times \frac{V_e}{V_m}}$$

Il rapporto fra le tensioni del ramo complesso diventa a sua volta:

$$A = \frac{1}{3 + \frac{R}{R_e} \times \frac{V_e}{V_m}} \qquad (7)$$

Se per esempio si considera una amplificazione totale $V_b/V_e = 100$ si ha che $V_e/V_m = 0{,}03$ circa. Allora, se si desidera che le variazioni di frequenza siano inferiori allo 0,5%, ne deriva che la resistenza in entrata R_e deve essere maggiore di 0,3 R.

Per ottenere basso consumo di potenza, peso ridotto, piccole dimensioni, rapidità di entrata in funzione è conveniente equipaggiare l'amplificatore con transistori. In tal modo diventa però oneroso aumentare l'impendenza in entrata o l'amplificazione di tanto quanto basta per permettere una sintonizzazione capacitativa anche alle basse frequenze. In tal caso si preferisce variare le resistenze R. Poichè esse devono variare solo di alcuni k Ω la frequenza inferiore della banda può essere scelta più bassa di quanto non si possa fare nel caso della sintonizzazione a condensatore. Inoltre con le resistenze variabili è possibile variare con continuità la frequenza in gamme più ampie di quanto non si possa fare con la sintonizzazione a capacità, nella quale si può ottenere un rapporto delle frequenze estreme di appena 1 : 10.

La sintonizzazione a resistenze variabili è quindi senz'altro da

preferire in via teorica, praticamente però non era mai stata impiegata, perchè sono ancor troppo costosi i potenziometri doppi, sufficientemente precisi e con andamento logaritmico, necessari per ottenere una scala lineare per la frequenza. Se però si accetta una scala non lineare, con una precisione di qualche percento o tarata per ogni singolo strumento, si possono usare anche potenziometri con scala lineare e tolleranze maggiori. Se le due capacità sono uguali e le due resistenze differiscono per il fattore $a = R_1/R_2$ la frequenza di oscillazione è uguale a:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{a}\, R_2 C} = \frac{\sqrt{a}}{R_1 C} \qquad (8)$$

e il rapporto delle tensioni nel ramo complesso è uguale a:

$$A = \frac{1}{2 + a} \qquad (9)$$

Delle tolleranze delle resistenze di ± 10%, che comportano una differenza massima di 20% fra R_1 e R_2, danno perciò luogo ad una variazione massima della frequenza di ± 5%. La variazione della tensione di reazione diretta V_m, pari al ± 3,5%, deve essere compensata con una regolazione automatica della tensione. Ciò si può ottenere in modo molto semplice sostituendo a R_3 un termistore oppure a R_4 un frigostore. Con ciò, quando la tensione V_b cresce a causa della maggiore reazione, la tensione di controreazione V_g cresce più che proporzionalmente. La tensione V_e decresce e anche V_b risulta regolata. I termistori ed i frigostori hanno delle capacità di regolazione ugualmente buone, i termistori hanno però lo svantaggio che la loro resistenza dipende oltre che dalla corrente che li attraversa anche dalla temperatura ambiente. Se come frigostori si usano delle lampade ad incandescenza, questo effetto viene reso trascurabile dalla relativamente alta temperatura del filamento. L'amplificatore deve provocare un ritardo di fase di 360°, se si desidera che sia soddisfatta la condizione di reazione diretta per $\omega = 1/RC$; sono quindi necessari per lo meno due transistori. Con due soli transistori si può però pretendere poco per quanto riguarda la costanza dell'ampiezza ed il fattore di distorsione. I vantaggi portati da un terzo transistore sono così notevoli che il suo impiego è quasi sempre giustificato. Con la maggiore amplificazione che si ottiene si può aumentare la controreazione del ramo ohmico e quindi diminuire la distorsione. L'alta amplificazione consente inoltre di ottenere una migliore stabilizzazione dell'ampiezza e permettere delle tolleranze maggiori per i potenziometri di sintonizzazione.

È molto importante che l'amplificatore non abbia mai un ritardo di fase diverso da 360° in tutto il campo di frequenza ricoperto. A tal fine si devono impiegare dei condensatori di accoppiamento relativamente grandi e dei transistori con alta frequenza di taglio. La minima frequenza può essere scelta molto in basso,

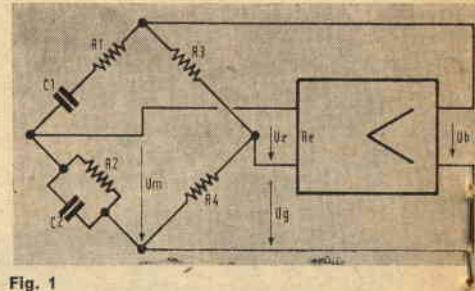



Fig. 1

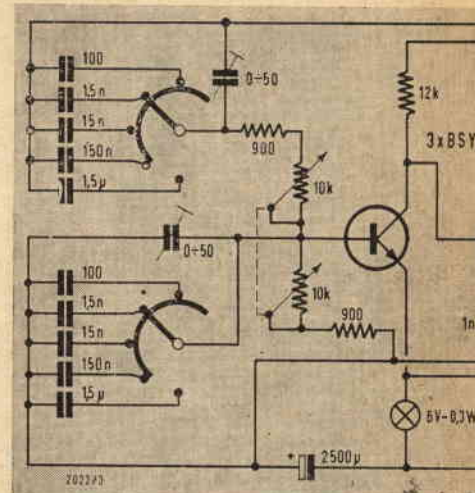



Fig. 2

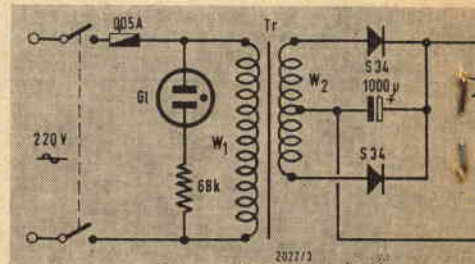
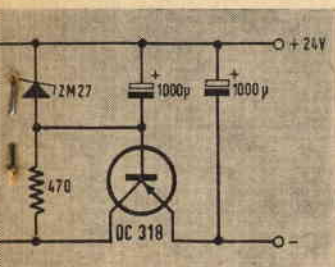
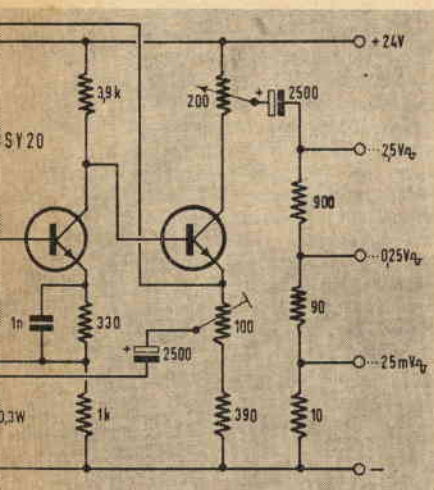



Fig. 3

Fig. 1. - Schema di principio di un generatore a ponte di Wien-Robinson.

Fig. 2 - Circuito completo di un generatore con tre transistori ad accoppiamento diretto.

Fig. 3 - Alimentatore per il generatore. I valori per il trasformatore sono i seguenti: Nucleo M42 - 15 lamierini dinamo IV senza traferro W1 = 4800 spire 0,1 Cu; W2 = 2 x 580 spire 0,2 Cu.

perchè gli stadi sono accoppiati galvanicamente e non con condensatori. Rimane allora da curare che gli spostamenti del punto di lavoro dei transistori, dovuti alle variazioni di temperatura, vengano compensati con un opportuno dimensionamento del circuito. Oltre a ciò è conveniente impiegare dei transistori al silicio con bassa corrente residua. Allora la frequenza limite inferiore viene determinata quasi unicamente dalla lampada ad incandescenza impiegata per la regolazione di ampiezza perchè la sua resistenza, a causa della bassa inerzia termica, varia, al di sotto di alcuni Hz, non in funzione del valore effettivo della corrente che la attraversa ma in funzione del valore istantaneo. Ciò porta naturalmente a delle notevoli distorsioni della tensione generata.
In base a tali considerazioni si arrivò a sviluppare il circuito illustrato nella fig. 2. L'amplificatore è equipaggiato con tre transistori piatti BSY 20 della **Intermetall** aventi bassa corrente residua, alta frequenza limite e lunga durata. I due primi stadi sono collegati con emettitore comune e danno quindi una alta amplificazione di tensione ed il richiesto ritardo di fase di 360°. Il terzo transistore lavora come stadio di potenza in un circuito **split-load** (carico diviso), cioè la potenza in uscita viene derivata sia dall'emettitore sia dal collettore. La tensione dell'emettitore ha la stessa fase di quella della base e serve per l'alimentazione del ponte di Wien-Robinson. La parte di resistenza lato emettitore del potenziometro da 100 Ω, che serve per la regolazione della controreazione, rappresenta la resistenza R_3 del ramo ohmico. La lampada ad incandescenza, accoppiata con un condensatore da 2500 µF, rappresenta la resistenza R_4 del ponte.
La tensione di uscita del generatore viene prelevata dal potenziometro da 200 Ω, inserito nel ramo di collettore del transistore di uscita. La tensione di alimentazione del ponte e la tensione in uscita sono quindi quasi completamente disaccoppiate. In tal modo il carico non può influenzare nè il fattore di distorsione nè l'efficacia della regolazione automatica dell'ampiezza. Però il generatore non oscilla quando l'uscita è cortocircuitata
I tre transistori sono accoppiati galvanicamente per evitare degli spostamenti di fase aggiuntivi con i condensatori di accoppiamento. I punti di lavoro sono stabilizzati mediante delle forti controreazioni in corrente continuata. A tale scopo serve oltre alla resistenza di emettitore di ciascun stadio anche il collegamento galvanico fra la base del primo transistore e l'emettitore del secondo. Le resistenze di emettitore non shuntate da condensatori forniscono una reazione anche in corrente alternata. La controreazione in corrente alternata più importante è però quella che va dall'emettitore del terzo transistore allo emettitore del primo, attraverso il ramo ohmico del ponte di Wien-Robinson. Attraverso la lampada (OSRAM 3709), impiegata come riferimento per la regolazione automatica dell'ampiezza, passa una corrente media di controreazione di 13 mA; la lampada funziona quindi poco al di sotto del punto di incandescenza, cioè nel tratto più ripido della caratteristica corrente-resistenza.

La frequenza del generatore può venire variata in 5 bande decadiche per mezzo dei condensatori commutabili inseriti nel ramo complesso. La variazione continua all'interno di ogni campo si ottiene con i due potenziometri accoppiati da 10 kΩ. In serie a tali potenziometri si sono inserite due resistenze da 900 Ω in modo da ottenere una variazione della frequenza un po' superiore a 1 : 10. Con ciò si arriva ad un buon ricoprimento delle singole bande.
Per compensare lo sfasamento dell'amplificatore, provocato in alta frequenza dalle capacità dei transistori e del cablaggio, si è shuntata con un condensatore la resistenza di controreazione sull'emettitore del secondo transistore. In tal modo si ottiene che anche alle massime frequenze non si abbia una diminuzione dell'ampiezza in uscita. Nella tabella sono riassunti i valori più importanti misurati in un prototipo del generatore.
Il generatore può essere alimentato sia con batterie sia con l'alimentatore illustrato nella fig. 3. Con l'alimentazione a batterie è utile la controreazione per mezzo del potenziometro da 100 Ω fino a che la tensione massima in uscita vale 2 V, in modo da evitare una diminuzione della tensione in uscita, dovuta ad una diminuzione della tensione della batteria che porta ad un restringimento del campo di regolazione. Anche se la frequenza e l'ampiezza della tensione generata non variano in modo sensibile al variare della tensione di alimentazione entro il ± 15%, si è ritenuto utile stabilizzare l'alimentatore mediante un circuito di stabilizzazione in serie. Ciò si è fatto soprattutto al fine di mantenere bassa la resistenza interna dell'alimentatore; altrimenti sarebbe stato necessario inserire, per le basse frequenze, un condensatore di carica di capacità eccessivamente alta. Con la stabilizzazione si ottiene inoltre una buona attenuazione del ronzio che è quindi quasi assolutamente assente anche nella tensione in uscita.

DATI TECNICI

Campo di frequenza = 10 Hz ÷ 1 MHz in 5 bande; Tensione massima in uscita = 2,5 V_{eff}; Variazione della tensione in uscita in funzione della frequenza da 10 Hz ad 1 MHz $\leq \pm$ 0,5 dB; Massima potenza in uscita = 6 mW; Resistenza interna < 170 Ω; Tensione di alimentazione = 24 V ± 15%; Assorbimento di corrente a 24 V = 29 mA; Assorbimento di potenza in c.a. = 5,5 VA; Massima temperatura ambiente < 65 °C.
Valori misurati con alimentazione a batteria ed f = 1 kHz.
Fattore di distorsione 0,5%; Variazione della frequenza in funzione della temperatura $< 0,5 \cdot 10^{-6}$/°C; Variazione della tensione in funzione della temperatura $< 0,5 \cdot 10^{-3}$/°C; Variazione della frequenza in funzione dell'alimentazione $< 0,5 \cdot 10^{-4}$/V; Variazione della tensione in funzione dell'alimentazione $< 0,5 \cdot 10^{-3}$/V.

UNA RUBRICA PER I NOSTRI LETTORI CON LA COLLABORAZIONE DEI LETTORI.

La nostra Redazione invita tutti i lettori che abbiano elaborato o realizzato progetti che secondo le proprie considerazioni possano interessare un più vasto pubblico ad inviare copia del progetto alla Redazione di Elettronica Mese, Via Centotrecento, 22 Bologna, che ne curerà in una apposita rubrica (vedi Boomerang) edizione. Si gradisce qualunque delucidazione e documentazione che possa mettere in grado il nostro ufficio tecnico di redigere l'articolo nella forma più chiara ed esauriente possibile.
Tutte le realizzazioni pratiche ed i disegni inviati alla nostra Redazione verranno restituiti al proprietario a pubblicazione avvenuta nelle migliori condizioni e franco di ogni spesa. Verrà inoltre curata l'attendibilità dei risultati proposti in ordine soprattutto alla reperibilità dei componenti e alle loro precise caratteristiche. Tutti coloro che invieranno realizzazionni o progetti sono pregati di voler esprimere il desiderio che il proprio nome ed indirizzo venga pubblicato o meno. Siamo certi che uno scambio diretto di idee e di progetti fra i nostri lettori non mancherà di suscitare vivo interesse.

STUDIO SULLE CARATTERISTICHE D'INNESCO DEL DIODO CONTROLLATO *
(continuazione)

4.1 - Accensione in corrente continua.

Il circuito base per l'innesco in corrente continua è mostrato in fig. 16.

Stabilito il campo di temperatura in cui si intende che il dispositivo lavori possiamo scegliere i valori della corrente e della tensione necessari come segue:

Per la corrente si può prendere il valore limite corrispondente alla più bassa temperatura di lavoro: è pratica normale usare i — 55 °C.

Per la tensione, con l'approssimazione prima ammessa si potrebbe scegliere il valore del limite minimo di accensione (supposto costante con la temperatura).

Il limite superiore dei valori di corrente e tensione necessari per l'innesco è dato dalla massima potenza media che definisce la curva di dissipazione indicata nella fig. 17 (curva potenza costante 0,5 W).

Da questa figura vediamo che esiste un'area ABCDEA i punti della quale individuano coppie di valori corrente I_G e tensione V_G adatti ad innescare sicuramente tutti gli esemplari di SCR della serie a cui la fig. 17 si riferisce. L'accensione è sicura per ogni temperatura maggiore del limite inferiore prefissato.

Il progetto del circuito di innesco può essere basato sull'SCR che richiede più potenza alla più bassa temperatura di lavoro: questo ha una caratteristica che passa per il punto C.

Necessita come dato fondamentale determinare il valore della resistenza Rs della sorgente di alimentazione del complesso di innesco e la sua tensione Vs. La fig. 17 mostra le linee di carico R_1 (da A a C) ed R_2 (da E a C) che rappresentano i valori estremi della resistenza R_1 che possono essere scelti per innescare tutti gli SCR per qualsiasi condizione.

Evidentemente però scegliendo uno di questi due valori limite non viene introdotto nessun fattore di sicurezza e nessuna tolleranza dei componenti e di Vs viene computata essendo le linee R_1 ed R_2 tangenti alla W = cost da un lato e passanti per C dall'altro.

Per una resistenza della sorgente compresa fra R_1 ed R_2 la distanza fra il punto C e la curva della potenza (W = cost) rappresenta la tolleranza, a meno di costanti, in Vs ed in

* A cura dell'Ing. Dott. Luigi Roveda del Laboratorio Applicazioni Philips.

R_S. La fig. 18 mostra come ci si possa comportare per determinare queste tolleranze in modo grafico. Nel caso pratico infatti la R_S non avrà un valore predeterminato esatto, bensì un limite massimo ed un minimo R_{SMAX}, R_{SMIN} determinati dalla tolleranza del resistore usato. Un discorso analogo vale per la tensione V_S che potrà variare fra V_{SMAX} e V_{SMIN}.
Nota dunque una delle due condizioni si può determinare la seconda.
Così la fig. 18 mostra la R_S che il circuito può tollerare con una sorgente di tensione $V_S \pm \Delta V_S$ con

$$\Delta V_S = \frac{V_{SMAX} - V_{SMIN}}{2}.$$

Quando R_S è al suo massimo valore e V_S è al suo minimo, la potenza dissipata nella porta diventa minima. Che questa potenza sia sufficiente ad innescare una qualsiasi SCR della serie lo si vede sempre dalla fig. 18 notando che la linea di carico corrispondente al R_{SMAX} e V_{SMIN} non esce dalla zona di certa accensione.
Da quanto sopra ne segue l'equazione per V_{SMIN}

$$V_{SMIN} = R_{SMAX}\, i_1 + V_1 \qquad (2)$$

dove

$$C(i_1 V_1) \begin{cases} i_1 = \text{corrente minima per innescare tutti gli SCR} \\ V_1 = \text{tensione minima per innescare tutti gli SCR.} \end{cases}$$

I valori di i_1 e V_1 sono ottenuti dalle caratteristiche. Analogamente quando V_S è al suo massimo valore ed R_S è al suo minimo, la potenza dissipata dalla porta è al suo massimo che non deve eccedere il valore dato dalla curva. $W = \text{cost} = P_{GMAX}$. Da questa condizione ne segue che la linea di carico per R_{GMIN} e V_{SMAX} può al massimo essere tangente alla curva di massima dissipazione. Quando $R_{SMIN} \geqslant R_{GMAX}$ il massimo di potenza si verifica quando R_g è al suo massimo valore.
Quindi

$$P_{gMAX} = R_{gMAX} \left(\frac{V_{SMAX}}{R_{SMIN} + R_{GMX}} \right)^2$$

da cui segue

$$V_{SMAX} = (R_{SMIN} + R_{GMAX}) \sqrt{\frac{P_{GMAX}}{R_{GMAX}}} \qquad (3).$$

Quando $R_{SMIN} \leqslant R_{GMAX}$ si ha la massima potenza di porta quando $R_G = R_{SMIN}$.
Quindi

$$\frac{V_{SMAX}^2}{2\, R_{SMIN}} = 2\, P_{gMAX}$$

da cui segue

$$V_{SMAX} = \sqrt{4\, R_{SMIN}\, P_{GMAX}} \qquad (4)$$

Si sono così determinate anche le formule analitiche atte al calcolo dei valori di V_{SMAX} e V_{SMIN}.

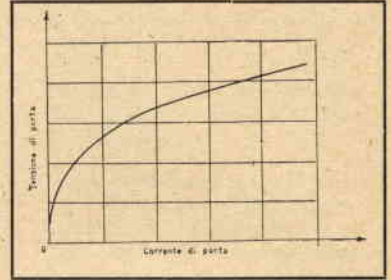



Fig. 13

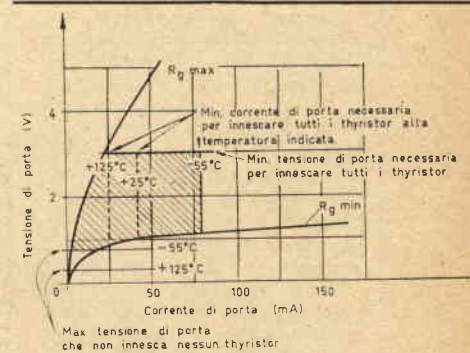



Fig. 14

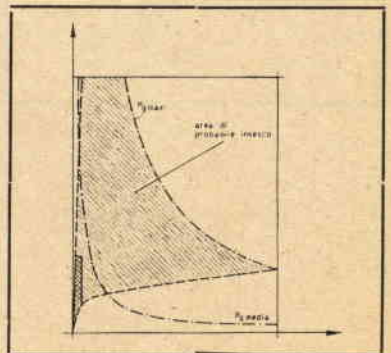



Fig. 15

4.2. - Innesco in Corrente Alternata.

L'innesco in alternata si realizza tramite l'applicazione di una tensione sinusoidale alla porta del diodo controllato attraverso una adeguata resistenza in serie secondo lo schema di principio di fig. 19. Le differenze rispetto all'accensione in corrente continua possono così riassumersi:

a) La tensione inversa di porta deve essere soppressa o portata a un valore pari al valor massimo concesso dalle caratteristiche.

A questo scopo può essere usato un diodo fra il catodo e la porta come mostra la fig. 19.

b) La massima potenza del picco può essere accresciuta facendo in modo che la potenza media di porta non sia sorpassata. Questo aumento corrisponde ad un equivalente aumento nel massimo valore della tensione della sorgente.

Per la determinazione della tolleranza permessa alla tensione di alimentazione Vs si può notare quanto segue: V_{SMIN} è il medesimo del caso dell'innesco in c.c. ed è dato dall'equazione (2).

Se poi vs è il valore di cresta della tensione sinusoidale allora l'effettiva durata per un'accensione in corrente alternata può essere calcolato come segue facendo in modo che non vi sia dissipazione inversa di porta.

$$\text{Potenza di picco dissipabile nella porta} = \frac{v_S^2 \, R_G}{(R_S + R_G)^2}.$$

La potenza media nella porta durante il reale mezzo periodo è

$$P_{G\,MEDIA\;1/2\;PERIODO} = \frac{(v_S/\sqrt{2})^2 \, R:}{(R_S + R_G)^2}$$

ed in un ciclo intero

$$(P_{G\,MEDIA})_{PERIODO} = \frac{(v_S/\sqrt{2})^2 R_G}{2\,(R_S + R_G)^2} = \frac{v_S^2 \, R_G}{4(R_S + R_G)^2}$$

e questo equivale ad un segnale rettangolare applicato per un certo % del ciclo dato da

$$\frac{\text{potenza media per ciclo}}{\text{potenza di picco}} \, 100\% =$$

$$= \frac{v_S^2 \, R_G}{4\,(R_S + R_G)^2} \cdot \frac{(R_S + R_G)^2}{v_S^2 \, R_G} \, 100\% = 25\%.$$

Quando si usa solo il mezzo ciclo positivo di un'onda sinusoidale per innescare gli SCR il valore per Rs e Vs sono i medesimi richiesti da un impulso rettangolare di ampiezza vs e larghezza pari al 25% del ciclo.

4.3. - Innesco ad impulso.

Quando un SCR è innescato con un breve impulso è possi-

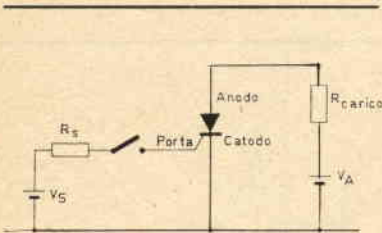



Fig. 16

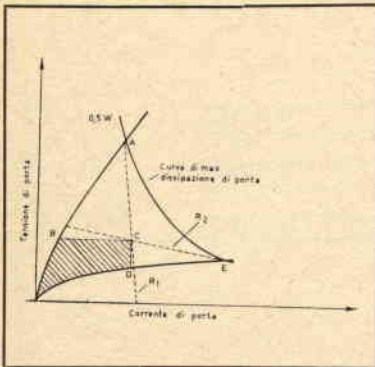



Fig. 17

Fig. 13 - Tipico andamento della caratteristica porta-catodo.

Fig. 14 - Tipico aspetto della caratteristica di accensione.

Fig. 15 - Delimitazione dell'area di accensione.

Fig. 16 - Circuito di principio per l'accensione in c.c.

Fig. 17 - Caratteristica del circuito di innesco in c.c.

bile iniettare nella porta un picco di potenza in eccesso sul valore medio.

Questo metodo di accensione ha i seguenti vantaggi:

a) L'area fra la linea di carico e l'area di incerta accensione può essere aumentata come in fig. 20 riducendo la larghezza dell'impulso, questo comporta la possibilità di adottare tolleranze più ampie nei componenti del circuito di innesco.

b) E' possibile ridurre al minimo il tempo di ritardo fra l'applicazione del segnale di porta e l'innesco dell'anodo rendendo così più preciso l'istante di accensione.

c) Non è più necessaria la protezione contro la dissipazione inversa di base di cui si parlerà più innanzi; in quanto a questo scopo è sufficiente limitare la durata dell'impulso all'1% del ciclo e comunque non oltre i 150 µsec per non dover prevedere alcun declassamento quando il comando è applicato ad anodo negativo. Non è poi più necessario il diodo di protezione di inversa se si è eliminata l'inversa medesima.

f) Come la corrente di porta si avvicina al livello di accensione vi è un aumento della corrente di dispersione. Con un impulso la dissipazione extra dovuta a questo fatto è ridotta al minimo.

Con impulsi più larghi di 6 µsec la tensione minima e la corrente minima richiesta per innescare il diodo controllato sono i medesimi richiesti dall'innesco in corrente continua.

Per impulsi di durata più breve di 6 µsec occorre aumentare l'ampiezza della corrente in proporzione circa inversa. Quindi se per esempio è richiesta un'ampiezza di 80 mA per 6 µsec sono richiesti 160 mA per 3 µsec (fig. 21) .

Il più breve impulso che può essere usato per innescare un SCR dipende poi anche dal circuito anodico. Infatti l'impulso deve essere più lungo del tempo necessario perchè la corrente di anodo raggiunga il valore della corrente di mantenimento I_{DH}.

Come la larghezza dell'impulso di comando viene ridotta dal 100% a valori minori il picco di potenza dissipato nella porta può essere aumentato facendo in modo che la media sull'intero ciclo non ecceda il massimo stabilito per funzionamento in corrente continua e che non vi sia dispersione di inversa sulla porta (porta positiva con anodo negativo).

A parziale rettifica di quanto affermato però il picco di comando deve essere limitato in modo tale che la sua potenza non superi quella necessaria ad ottenere la media massima con una larghezza massima del 10% del periodo.

Quando il picco di potenza dissipata nella porta è maggiore del valor massimo in c.c. la condizione limite può essere data rispettivamente:

a) massima tensione di porta

b) massima corrente di porta

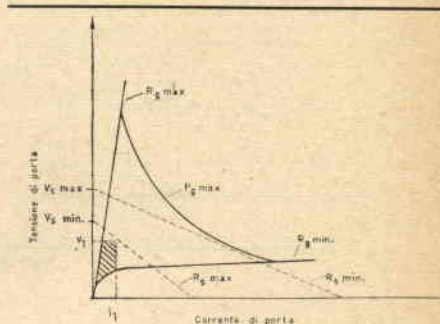



Fig. 18

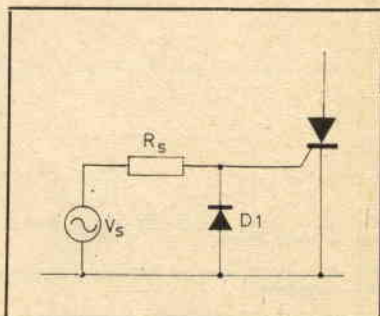



Fig. 19

c) massima potenza media che può al massimo raggiungere quella in continua.
L'impostazione del limite *a*), *b*) o *c*) dipende dal valore della resistenza Rs.
Esisterà infatti un valore critico di Rs per il quale i limiti mutano, fig. 22.
In questa figura sono indicati appunto i valori critici in parola che vengono indicati con R_{C1} ed R_{C2}.
Se la R_{SMIN} è maggiore di R_{C1} è il limite a tensione massima di porta che limita la sorgente nel suo valore V_{SMAX}.
L'equazione di V_{SMAX} è

$$V_{SMAX} = \frac{V_{GMAX}\,(R_{SMIN} + R_{gMAX})}{R_{gMAX}} \qquad (5).$$

Se R_{SMIN} è minore di R_{C2} è limite *b*) limite di corrente massima di porta a condizionare il valore V_{SMAX}.
Quest'ultima assume la forma

$$V_{SMAX} = I_{gMAX}\,(R_{SMIN} + R_{gMIN}) \qquad (6)$$

dove R_{gMIN} è il minimo valore della resistenza di porta ad I_{gMAX}.
Per valori di R_{SMIN} compresi fra i due valori R_{C1} ed R_{C2} il limite alla tensione V_{SMAX} sarà imposto dalla condizione di potenza *c*) (V. eq. 3 e 4).

$$V_{SMAX} = (R_{SMIN} + R_{gMAX})\sqrt{\frac{P_{gMAX}}{R_{gMAX}}} \qquad (3)$$

$$V_{SMAX} = \sqrt{4\,R_{SMIN}\,P_{gMAX}} \qquad (4)$$

valendo la (3) per $R_{SMIN} > R_{gMAX}$
e la (4) per $R_{SMIN} < R_{gMAX}$.

Nelle suddette equazioni P_{gMAX} è il picco di potenza di valore appropriato al % di durata dell'impulso come indicato in fig. 20.
I valori di R_{C1} ed R_{C2} possono essere ricavati con i seguenti ragionamenti:
Per R_{C1}.
Se la sorgente ha un valore della resistenza pari ad R_{C1} si può vedere dalla fig. 22 che la corrente I_{g1} per R_{gMAX} è data da

$$I_{g1} = \frac{V_{SMAX}}{R_{C1} + R_{gMAX}} = \frac{V_{GMAX}}{R_{gMAX}} \qquad (7)$$

Questa equazione definisce il punto in cui la linea di carico di R_{C1} interessa la caratteristica R_{gMAX}.
Per altro al punto in cui la linea di carico R_{C1} è tangente alla curva di massima dissipazione si ha:

$$\frac{V_{S\,MAX}^2}{2\,R_{C1}} = 2\,P_{gMAX} \qquad (8)$$

L'eliminazione di V_{SMAX} da (7) ed (8) dà la seguente equazione di 2° grado.

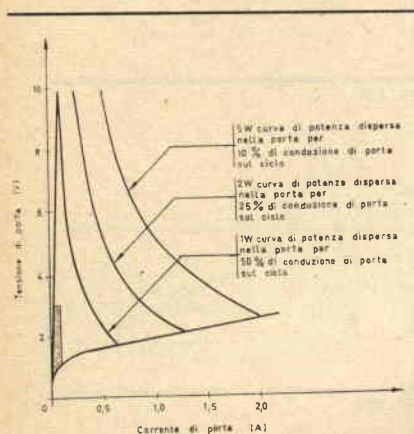



Fig. 20

Fig. 18 - Effetto della variazione di Vs e di Rs.

Fig. 19 - Circuito di principio per l'innesco in c.a.

Fig. 20 - Caratteristica di porta per innesco impulsivo.

$$Ig_1^2 R^2 c_1 - (4\, Pg_{MAX} - 2\, Ig^2 Rg_{MAX})\, Rc_1 +$$

$$+ (Ig\, Rg_{MAX})^2 = 0.$$

Poichè il coefficiente di Rc_1^2 è piccolo confrontato con $(Ig_1\ Rg_{MAX})^2$ si può scrivere semplicemente.

$$Rc_1 = \frac{Ig_1^2\, Rg_{MAX}^2}{4\, Pg_{MAX} - 2\, Ig_1^2\, Rg_{MAX}}$$

e ricordando la (8)

$$Rc_1 = \frac{1}{\dfrac{4\, Pg_{MAX}}{Vg_{MAX}^2} - \dfrac{2}{Rg_{MAX}}} \qquad (9)$$

Fig. 21

Per la Rc_2.

Sempre con riferimento alla fig. 22 si può vedere che perchè si abbia Ig_{MAX} per Rg_{MIN} deve essere

$$\frac{V}{Rc^2 + Rg_{MIN}} = Ig_{MAX} \qquad (10)$$

e poichè la linea di carico Rc_2 è tangente alla Pg_{MAX} quando $Rg = Rc_2$ (condizione di massima dissipazione) allora:

$$\frac{Vs^2}{2\, Rc^2} = 2\, Pg_{MAX} \qquad (11)$$

Fig. 22

L'eliminazione di Vs fra le equazioni (10) ed (11) da

$$Rc_2^2 + Rc_2 \left| 2\, Pg_{MIN} - \frac{4\, Pg_{MAX}}{- Ig_{MAX}} \right| +$$

$$+ Rg_{MIN}^2 = 0 \qquad (12)$$

$$Rc_2 = \frac{2\, Pg_{MAX}}{Ig_{MAX}} - Rg_{MIN} \pm \qquad (13)$$

$$\pm \sqrt{\frac{4\, Pg_{MAX}}{Ig_{MAX}} \left(\frac{Pg_{MAX}}{Ig_{MAX}} - Rg_{MIN}. \right)}$$

Fig. 23

Per l'impulso di accensione Vs_{MIN} è il medesimo del caso in corrente continua dato dall'equazione (2).

$$Vs_{MIN} = Rs_{MAX}\, i_1 + V) \qquad (2)$$

4.4. - Innesco con la massima potenza compatibile.

Il valore del tempo di salita della corrente anodica in un diodo controllato è più lungo di quello richiesto dalla porta per assorbire la sua corrente massima quindi vi è un ritardo dopo che la corrente di porta ha raggiunto il valore di innesco prima che l'anodo lasci passare la corrente.

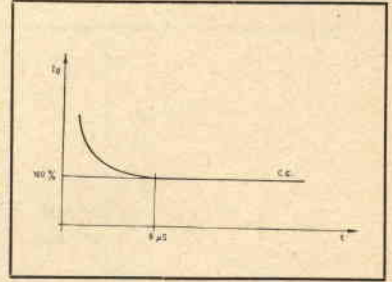
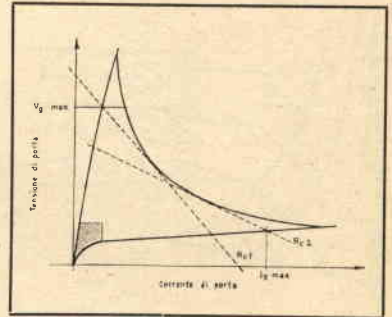
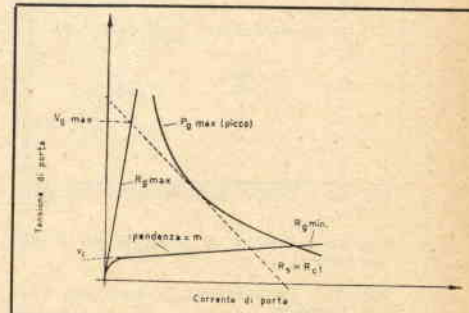
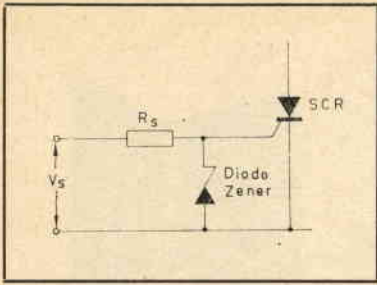



Fig. 24

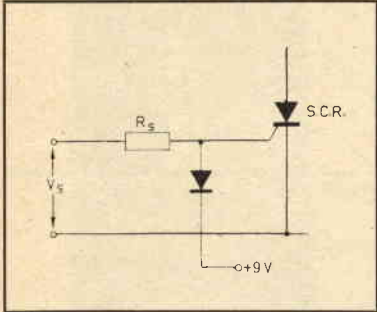



Fig. 25

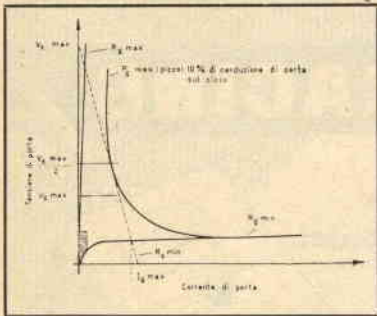



Fig. 26

Fig. 21 - Corrente di picco necessaria all'innesco in funzione della larghezza dell'impulso.

Fig. 22 - Valori critici delle rette di carico.

Fig. 23 - Linea di carico per la massima corrente di pilotaggio.

Fig. 24 - Circuito di principio per innesco a corrente costante (versione a zener).

Fig. 25 - Circuito di innesco a corrente costante con sorgente separata di innesco.

Fig. 26 - Innesco a corrente costante.

Questo ritardo può essere ridotto al minimo comandando la porta al massimo della potenza compatibile. Questo massimo si verifica nel circuito quando V_{SMIN} ed R_{SMIN} sono tali da fare in modo che la linea di carico di R_{SMIN} passi e per V_{gMAX} e sia tangente alla linea P_{gMAX} quando P_{gMAX} è scelta per una conduzione di impulso del 10% come in fig. 23.

Si vede che questa linea di carico definisce il valore di R_{C1} considerato nel precedente paragrafo.

Poichè R_{C1} è noto, il valore di V_{SMAX} può essere determinato ponendo $R_{SMIN} = R_{C1}$ nella equazione (5).

Per calcolare il valore della massima corrente di porta I_{gMAX} si considera la più bassa impedenza di porta possibile fig. 23. Per corrente di porta maggiore di 200 mA circa si può assimilare la caratteristica R_{gMIN} ad una retta che taglia l'asse della V al punto Vc. Se la pendenza di questa linea è « m » allora I_{gMAX} è dato da:

$$I_{gMAX} = \frac{V_{SMAX} - V_C}{m + R_{SMIN}} \qquad (14)$$

4.5. - Innesco con corrente costante.

Quando un circuito di innesco è progettato per un valore minimo nel tempo di salita della corrente anodica come discusso nella precedente sezione si ha una grande variazione di corrente di porta data la notevole variazione di Rg fra SCR ed SCR del medesimo tipo.

Con uno dei circuiti prima descritti la sorgente deve essere in grado di sopperire per un certo tempo alla corrente richiesta per minimizzare il ritardo nel circuito anodico.

Con una sorgente ad alta tensione è possibile ottenere una corrente circa costante nella porta, tuttavia a causa dell'incertezza della Rg il massimo valore della tensione di porta concesso potrebbe facilmente essere sorpassato.

I circuiti del tipo di fig. 24 e 25 possono essere usati per eliminare queste tensioni in eccesso.

Quando è richiesto l'innesco a corrente costante il calcolo può essere così impostato.

Si consideri il diagramma di innesco di fig. 26 su cui è tracciata una linea di carico a corrente costante (molto ripida cioè).

Poichè questa linea tocca la curva di massima potenza dissipabile per picco del 10% si ha $R_{gMAX} = R_{SMIN}$ e la tensione di porta corrispondente a tale punto è $V_g = V_{SMAX}$.

Quindi

$$R_{SMIN} = \frac{(^1/_2\, V_{SMAX})^2}{P_{gMAX}} = \frac{(V_{SMAX})^2}{4\, P_{gMAX}} \qquad (15)$$

Sostituendo R_{SMIN} nell'equazione (14) si ha la seguente equazione di secondo grado in V_{SMAX}

$$\frac{I_{gMAX}}{4\ P_{gMAX}} \cdot V_{SMAX}^2 - V_{SMAX} + m\ I_{gMAX} + V_C = 0 \quad (16)$$

gxscv

La corrente I_{gMAX} è la più elevata corrente di porta che può circolare nel circuito e ciò avverrà quando l'impedenza di porta è la più bassa.

Il valore di I_{gMAX} può essere così fissato V_{SMAX} può per contro essere ricavato dall'eq. (16) testè esplicata da che (eq. 15) si può avere R_{SMIN}.

Protezione di porta.

Quando si applica all'anodo una tensione alternata occorre prendere precauzioni affinchè la tensione diretta di porta sia minore di 0,25 V quando il potenziale di anodo è negativo. Se la condizione suddetta non si verifica la corrente inversa aumenta nel circuito di anodo allorchè il diodo controllato è polarizzato inversamente peggiorando lo stato termico.

In fig. 26 si dà un circuito adatto per la protezione in parola quando $V_g > 0{,}25$ V per condizione di polarizzazione inversa sul circuito anodo-catodo.

La condizione tensione di porta minore di 0,25 V può essere ignorata in condizione di innesco impulsivo allorchè la durata dell'impulso stesso è minore dell'1% del periodo ed in ogni caso minore di 150 μse.

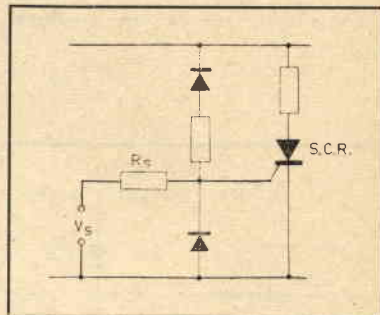
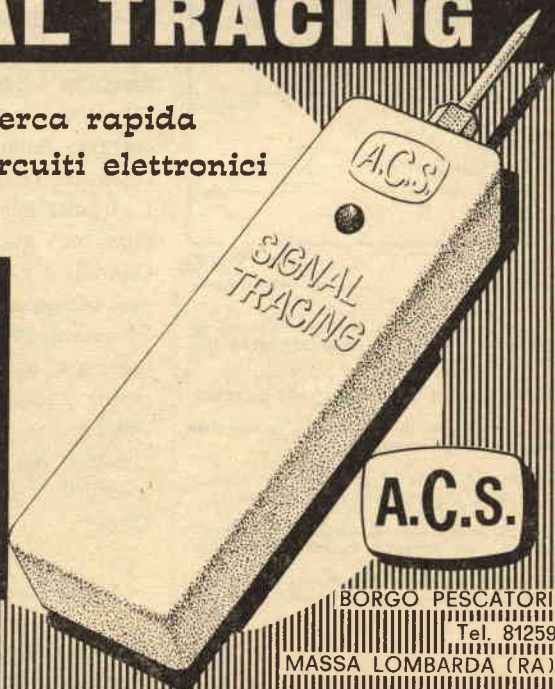



Fig. 27

Fig. 27 - Protezione di porta.

COMPLESSO STEREOFONICO HI-FI TRANSISTORIZZATO FATTO IN CASA

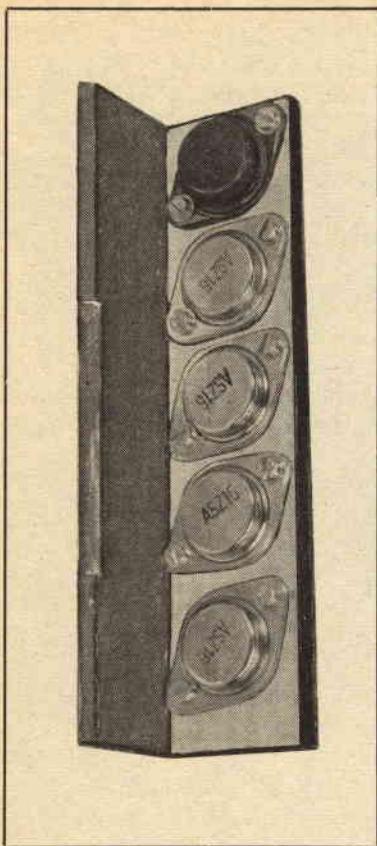



Fig. 1

Costretti da una vera valanga di lettere piovuta sul tavolo della nostra redazione, a seguito di un indovinatissimo circuito per impianto ad alta fedeltà presentato a pag. 654 del N. 12/1964 della nostra rivista, abbiamo ritenuto opportuno rifare ex-novo il cablaggio del circuito stampato ed il montaggio meccanico, pur lasciando sostanzialmente invariato lo schema elettrico. Resta perciò inteso che lo schema presentato nell'articolo citato è corretto. Proprio per venire incontro a tutti i desiderata dei lettori pubblicheremo, in dimensioni naturali, lo schema pratico del circuito stampato dell'alimentatore e di una delle due unità amplificatrici (del complesso stereo) in quanto i lue canali sono perfettamente identici, dai quali è possibile trarre direttamente il circuito stampato per ricalco sulla basetta di rame, segnando il più possibile le norme suggerite a pag. 95 del N. 3/1965 di E. M.

Abbiamo inoltre cercato un adatto ed elegante contenitore metallico già rifinito a meno della mascherina frontale. Di quest'ultima daremo un'ampia illustrazione nel presente articolo. Iniziamo con la descrizione dell'alimentatore.

Considerando la relativamente alta tensione di alimentazione (circa 30 - 35 vol) e l'impiego quasi esclusivamente fisso dell'amplificatore si è ritenuto indispensabile alimentare il complesso con un trasformatore adatto alle principali tensioni di rete. Inoltre il complesso va abbinato ad un giradischi AM-FM che vengono generalmente alimentati dalla rete. Il trasformatore da noi impiegato è di dimensioni e costo assai ridotti, infatti misura 5 x 5,6 x 5 cm; il primario prevede una presa a 110-125, una a 160 ed una a 220 volt; il secondario è formato da un avvolgimento di 15 + 15 volt ad 1,4 A e viene utilizzato come unico avvolgimento (escludendo cioè la presa) da 30 volt, 1,4 A.

La rettificazione è ottenuta con quattro diodi al silicio in un circuito raddrizzatore a ponte per le due semionde. I quattro diodi sono del tipo 1N90 con bloccaggio a vite; tuttavia è ovvio che qualunque altro tipo con circa 100 volt di picco inverso a 2 Ampere potrà essere tranquillamente impiegato.

Il filtraggio è stato curato in modo particolare in modo da ottenere una tensione di ronzio residuo trascurabile.

In luogo della classica impendenza di filtro, ingombrante, costosa, con alto flusso disperso ed alta resistenza in corrente continua, abbiamo scelto la soluzione più pratica ed interessante in quanto

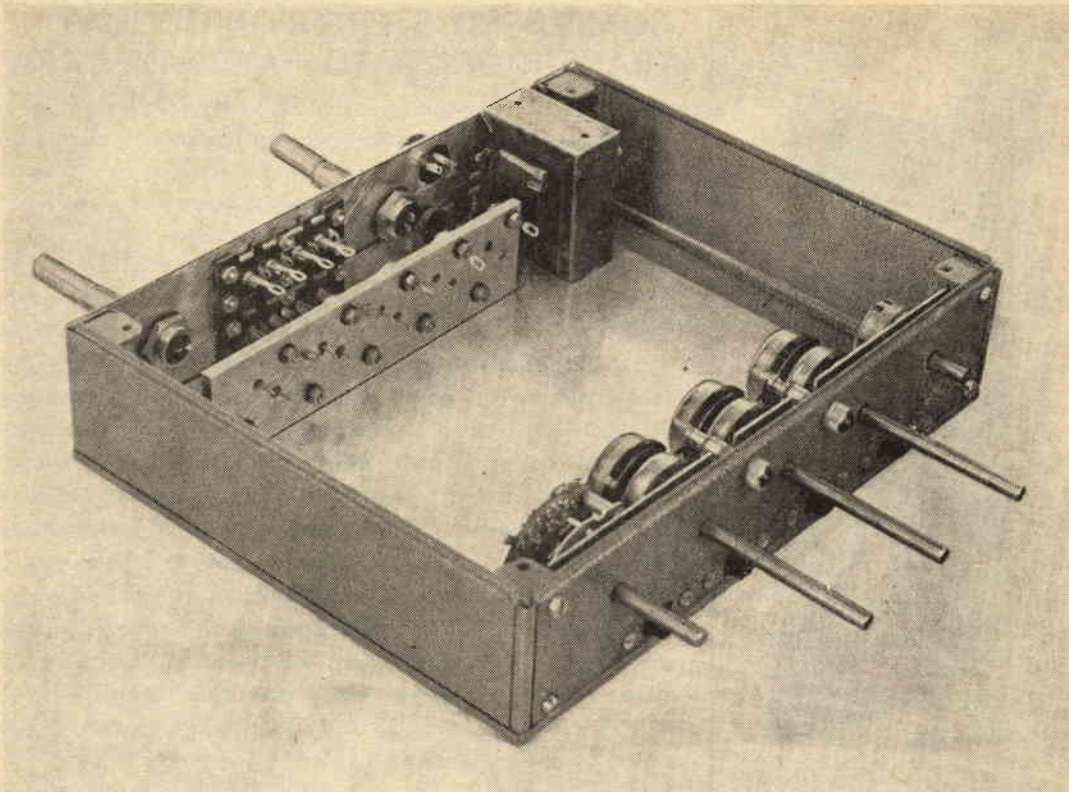



Fig. 2

ci consente di ricavare una tensione d'uscita perfettamente filtrata e stabilizzata. Si è cioè impiegato filtraggio elettronico a transistore. La tensione d'uscita resta stabilizzata, stabilizzando opportunamente l'elettrodo di comando, la base, mediante un diodo Zener da 26 ÷ 30 volt, 1 W. Qualora risultasse difficile reperire un diodo Zener da 26 ÷ 30 circa, si fa presente che si possono impiegare più diodi con tensione di Zener minore, collegati in serie, sino a saggiare il valore desiderato. La variazione della tensione d'uscita è contenuta entro 3 volt tra carico a vuoto e carico massimo.

All'uscita sono collegati un paio di resistenze le quali provocano una certa caduta di tensione in modo da accendere un paio di lampadine spia da 24 volt, 50 mA.

Delle due dette lampadine una viene collegata in modo che rimanga sempre accesa (naturalmente quando è inserito l'interruttore generale di rete), questa lampadina, disposta sul pannello frontale accanto all'altra, viene contraddistinta con la lettera R (right = canale destro) oppure con la lettera D (destro).

L'altra lampadina (indicata con la lettera L = left = sinistro oppure S = sinistro) è collegata in modo tale da accendersi

Fig. 1 - Basetta in angolare di alluminio che funge da sostegno e da raffreddatore dei transistori finali.

Fig. 2 - Vista del contenitore, parzialmente già impegnato dai componenti (si noti, in alto a destra, la disposizione del trasformatore).

Fig. 3

quando si commuta il deviatore triplo a levetta relativo al sistema di riproduzione mono oppure stereo. In altre parole nel caso di riproduzione monofonica è accesa una sola lampadina; nella posizione stereo tutte e due le lampadine sono accese. È ovvio che nel sistema monofonico può essere usato un canale solo (in questo caso quello destro) oppure tutti e due i canali come sistema somma e cioè destro + sinistro realizzando così una potenza d'uscita doppia ed una migliore diffusione sonora nell'ambiente, anche se il sistema rivelatore non è stereofonico.

Quest'ultima condizione di riproduzione monofonica con i due canali in parallelo può essere prevista dal selettore degli ingressi semplicemente facendo in modo che i due ingressi risultino collegati in parallelo.

Infatti il commutatore mono-stereo prevede unicamente l'inclusione oppure l'esclusione della alimentazione del solo amplificatore del canale sinistro, quindi non agendo sugli ingressi.

Per facilitare i lettori nella realizzazione dell'intero complesso riproduciamo lo schema pratico, in dimensioni naturali, del circuito stampato dell'alimentatore. (continua)

Fig. 4

Fig. 3 - Circuito stampato in dimensioni reali del telaietto alimentatore-oscillatore.

Fig. 4 - Circuito stampato in dimensioni reali di una dei due telaietti dell'amplificatore.

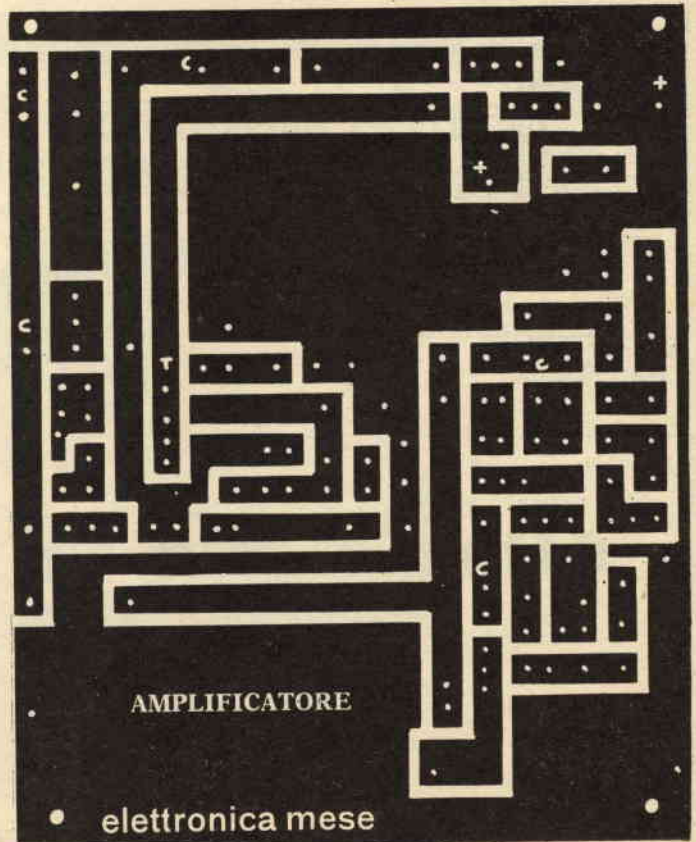
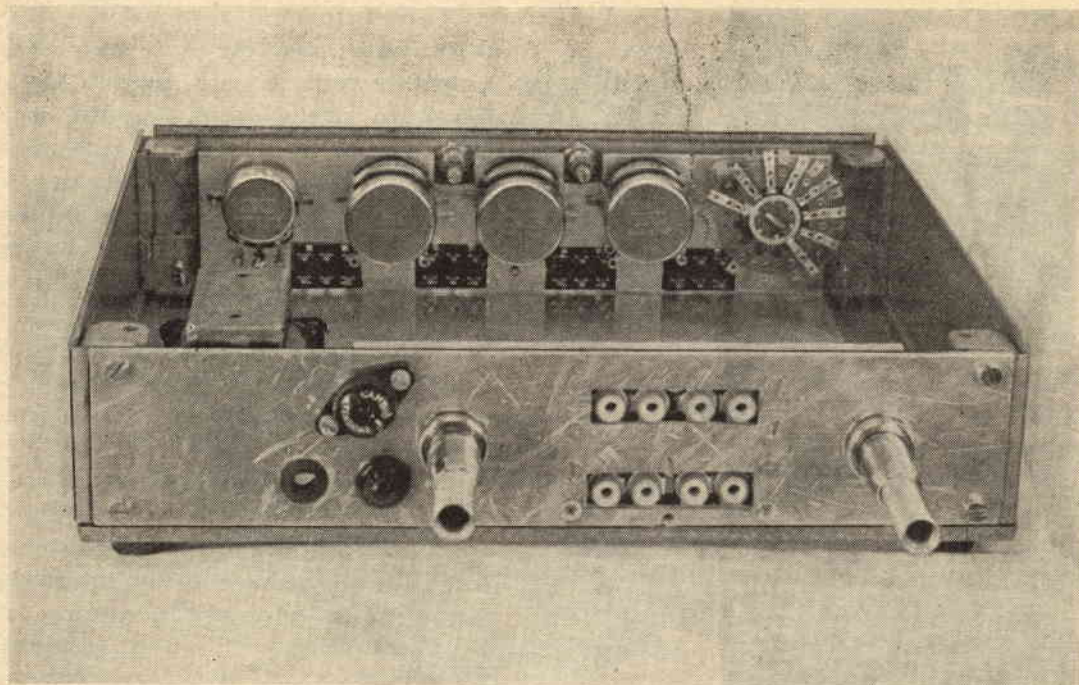
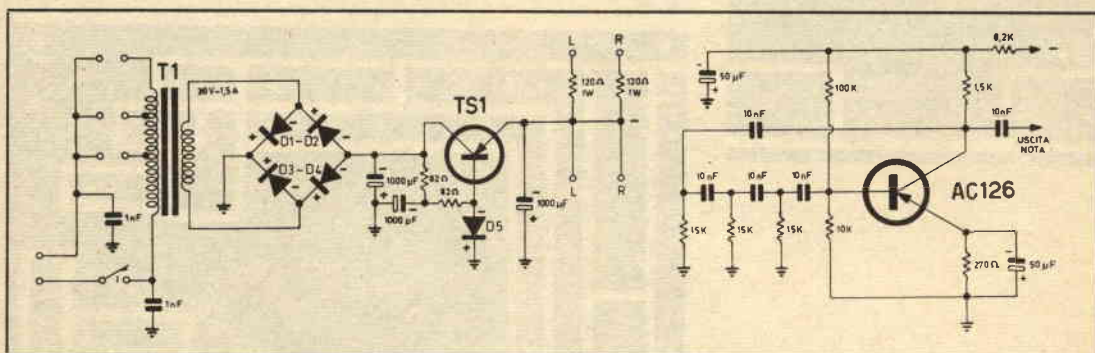



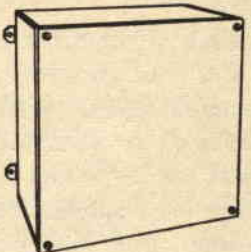
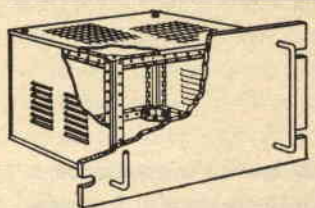
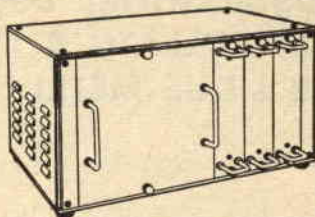
Fig. 5

Fig. 6

Attenzione

In questi giorni verrà spedito, a quanti inviarono il tagliando debitamente compilato; l'indice generale e per argomenti 1961-1962-1963.

Fig. 5 - Vista del contenitore, già parzialmente impegnato dai potenziometri, lampade spia, commutatore e deviatori a slitta (parte superiore); jaks dei vari ingressi, bocchettoni per gli alto parlanti, cambia tensione e fusibile (parte in basso).

Fg. 6 - Schema elettrico dell'alimentatore e dell'oscillatore. (Si noti che nella realizzazione pratica, l'oscillatore, è stato associato alla basetta dell'alimentatore).

L'OSCILLATORE LOCALE CONTROLLATO A QUARZO PER I DUE METRI

(Oscillatore transistorizzato a 21 MHz, con quarzo da 7 MHz, più moltiplicatore di frequenza, 6 volt, a diodi).

In attesa di pubblicare un trasmettitore per la gamma dei 144 MHz e dei 432 MHz, con moltiplicatore di frequenza a diodi **Varactor** di potenza (la Philips ha già annunciato la imminente introduzione sul mercato di un interessante diodo Varactor di potenza con rendimento di oltre il 60%), presentiamo un interessante ed originale oscillatore locale per un convertitore a transistori per la gamma dei due metri.

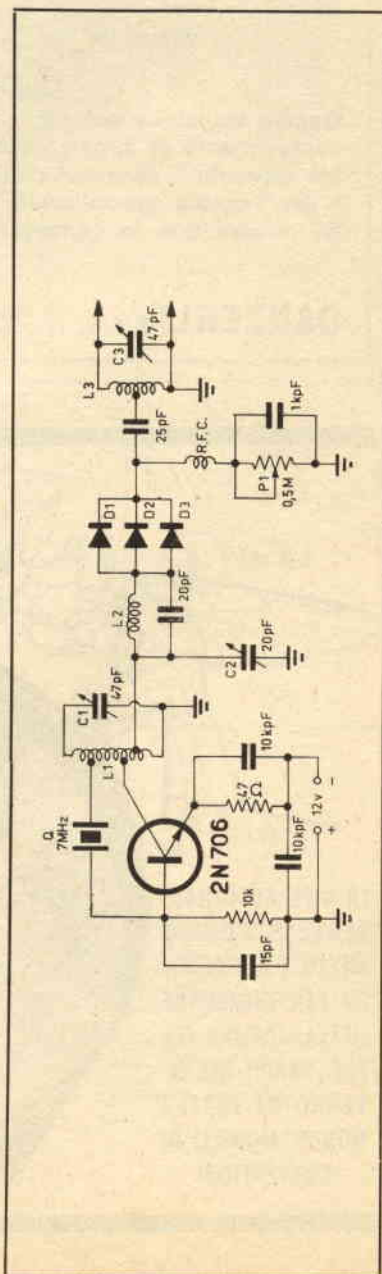
E' fuor di dubbio che, dovendo realizzare un ricevitore portatile supereterodina (a transistori o a valvole) per la banda V.H.F., si debba porre la massima attenzione al problema della stabilità, se non altro della prima conversione, per cui l'oscillatore locale della prima conversione sarà controllato a quarzo.

Il problema in teoria è risolto, ma nella pratica le cose vanno diversamente. Infatti non esistono cristalli di quarzo capaci di oscillare, sia pure in terza armonica meccanica, nella gamma inferiori e provvedere ad una opportuna moltiplicazione.

Se vogliamo ottenere, come nel nostro caso, un valore di media frequenza da 18 MHz a 20 MHz l'oscillatore locale deve lavorare a (144 — 18) = 126 MHz oppure (144 + 18) MHz = = 162 MHz. Per ragioni economiche e di stabilità scegliamo V.H.F. * Bisogna ricorrere a quarzi che lavorano su frequenze la frequenza più bassa 126 MHz.

Orbene, esistono in commercio quarzi funzionanti in overtone per la frequenza di 63 MHz, per cui sarebbe sufficiente uno stadio oscillatore a 63 MHz più uno stadio duplicatore a 126 MHz. Purtroppo un quarzo overtone per 63 MHz è piuttosto costoso ed anche difficilmente reperibile, ragion per cui questa soluzione viene spesso scartata. Rimangono i quarzi che lavorano, sempre in overtone, a 42 MHz e a 21 MHz, oppure i quarzi che funzionano in fondamentale a 7 MHz.

E' evidente che più bassa è la frequenza del quarzo maggiore risulta il numero degli stadii moltiplicatori di frequenza per raggiungere il valore 126 MHz.

La moltiplicazione di frequenza implica sempre una maggiore

complicazione circuitale e quindi un maggior numero di componenti (circuiti accordati, transistori) con il conseguente aumento della corrente assorbita dalla batteria per alimentare i menzionati stadii e quel che è peggio, una maggiore probabilità di autoscillazioni.

Il circuito che proponiamo ai Lettori ovvia, anche se in parte, i citati inconvenienti.

Infatti, riferendoci allo schema elettrico di fig. 1 il circuito si compone di uno stadio oscillatore triplicatore, ed uno stadio moltiplicatore a diodi. L'oscillatore impiega un economico quarzo da 7 MHz (non overtone, ma in fondamentale) il cui circuito accordato (L1-C1) lavora a 21 MHz. Il moltiplicatore di frequenza impiega tre diodi al germanio, tipo 1N270, posti in parallelo, che moltiplicano sei volte la frequenza di 21 MHz, portandola a 126 MHz.

* Ricordiamo, che da qualche tempo, invece, sono apparsi sul mercato quarzi VHF. Si confronti a tal riguardo Elettronica Mese n. 11, Novembre 1964 pag. 586 e segg.: « I quarzi VHF: sorprendente realtà ».

La necessità di ricorrere, in questo ultimo stadio, a ben tre diodi in parallelo è dettata dalla considerazione che un solo diodo, quando attraversato dalla corrente a radiofrequenza, subisce un notevole aumento della temperatura della giunzione per cui si è notata una variazione della capacità della giunzione, la quale portava fuori sintonia i circuiti accordati interessati e riduceva di conseguenza l'uscita del moltiplicatore.

Il problema poteva essere risolto ovviamente riducendo l'uscita dell'oscillatore e quindi la corrente che attraversava il diodo, ma, per avere una buona uscita, si è preferito lasciare la normale eccitazione, disponendo tre diodi in parallelo. In questo modo il problema dell'aumento della temperatura di giunzione dei diodi fu largamente superato.

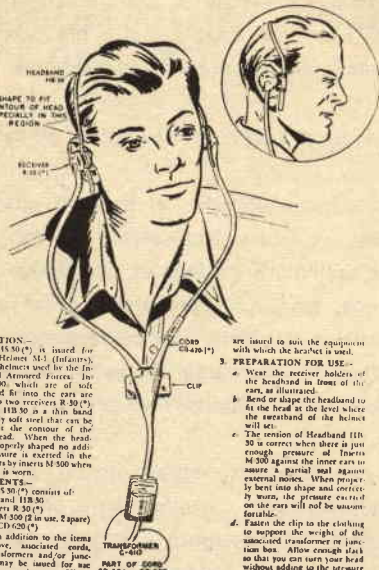
L'autopolarizzazione dei tre diodi si ottiene mediante P1. La posizione ottima di P1 dipende dai diodi impiegati e va determinata sperimentalmente.

Una volta trovata la posizione ottima, si misura il valore della resistenza di P1 e si sostituisce a P1 una resistenza fissa.

Per la taratura ci serviremo del grid-dip meter.

Porteremo L1-C1 a risuonare sulla frequenza di 21 MHz, ed L3-C3 a risuonare su 126 MHz. Il circuito risonante parallelo-serie formato da L2-C2 e parte di L1 dovrà risuonare a 119 MHz circa.

Quindi con un ricevitore per i 144 MHz, provvisto di S-meter, ritoccheremo la distanza fra le spine di L2 e la posizione dei trimmer C1, C2 e C3, per la massima indicazione dello S-meter

L'uscita di questo oscillatore-moltiplicatore di frequenza è ottima per demodulare un segnale, ma se si desidera usare l'uscita per irradiarla è necessario aggiungere uno stadio amplificatore. Il circuito si presta ottimamente, previa sostituzione del quarzo da 7 MHz con uno da 8 MHz ed il dimensionamento delle bobine nonchè l'aggiunta di uno stadio amplificatore a 144 MHz, per essere trasformato in un minuscolo trasmettitore sui 2 metri controllato a quarzo.

1. DESCRIPTION – Headset HS-30-(*) is issued for use with Helmet M-1 (Infantry), and crash helmets used by the Infantry and Armored Forces. Inserts M-300, which are of soft rubber and fit into the ears are attached to two receivers R-30-(*). Headband HB-30 is a thin band of relatively soft steel that can be bent to fit the contour of the wearer's head. When the headband is properly shaped no additional pressure is exerted in the wearer's ears by inserts M-300 when the helmet is worn.

2. COMPONENTS – Headset HS-30-(*) consists of:
   - 1 Headband HB-30
   - 2 Receivers R-30-(*)
   - 4 Inserts M-300 (2 in use, 2 spare)
   - 1 Cord CD-620-(*)

NOTE: In addition to the items listed above, associated cords, plugs, transformers and/or junction box may be issued for use with different equipments. These are issued to suit the equipment with which the headset is used.

3. PREPARATION FOR USE –
   - a. Wear the receiver holders of the headband in front of the ears, as illustrated.
   - b. Bend or shape the headband to fit the head at the level where the sweatband of the helmet will set.
   - c. The tension of Headband HB-30 is correct when there is just enough pressure of Inserts M-300 against the inner ears to assure a partial seal against external noises. When properly bent into shape and correctly worn, the pressure exerted on the ears will not be uncomfortable.
   - d. Fasten the clip to the clothing to support the weight of the associated transformer or junction box. Allow enough slack so that you can turn your head without adding to the pressure of the inserts in the ears.

Fig. 9 – Instructions for Headset HS-30-(*).

19

Angelo Montagnani

Negozio
Via Mentana 44 - Tel. 27. 218
Casella Postale 255 - LIVORNO

HEADSET - R - 30

Cuffia biauricolare leggerissima a bassa impedenza. Viene venduta al prezzo di L. 1.500 compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

HEADSET - R - 30

Cuffia biauricolare leggerissima ad alta impedenza, adatta per ricevitori, frequenzimetri ecc., completa del suo trasformatore originale per elevazione impedenza, cordone e jack PL 55. Viene venduta funzionante al prezzo di L. 2.500 compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

LA DITTA ANGELO MONTAGNANI DI LIVORNO:

Offre a tutti i suoi Clienti il listino generale di tutto il materiale surplus, compreso ricevitori professionali di alta classe, radiotelefoni frequenzimetri, cristalli di quarzo, valvole e tanto altro materiale che non possiamo elencare per ragioni di spazio.

Per ottenerlo occorrerà inviare L. 300 a mezzo francobolli, o vaglia postali, e vi verrà inviato a mezzo stampe raccomandata.

La cifra di L. 300 da voi versata è solo per coprire le spese di stampa, imballo e spese postali.

INVIARE TUTTA LA CORRISPONDENZA A: CASELLA POSTALE 255 - LIVORNO

LOUDSPEAKER - LS - 3

Altoparlante originale per ricevitori BC 312 - 342 - 314 - 344, Completo di cassetta, altoparlante, trasformatore e presa Jack, il tutto funzionante e provato prima della spedizione. Viene venduto al prezzo di L. 6.500 compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

MATERIALI SIGNAL CORPS - MATERIALI RADIO ELETTRONICI - TELEFONICI - TELEGRAFICI E TRASMISSIONE - VALVOLE TERMOIONICHE VETRO E METALLO SURPLUS.
TUTTA LA CORRISPONDENZA INVIARLA A CASELLA POSTALE 255 - LIVORNO.
DITTA A. MONTAGNANI - LIVORNO - VIA MENTANA 44 - TEL. 27.218 - C.C. POSTALE 22/8238.

BOO ME RANG

... ovvero dal lettore ai... lettori

I TEMPORIZZATORI ELETTRONICI

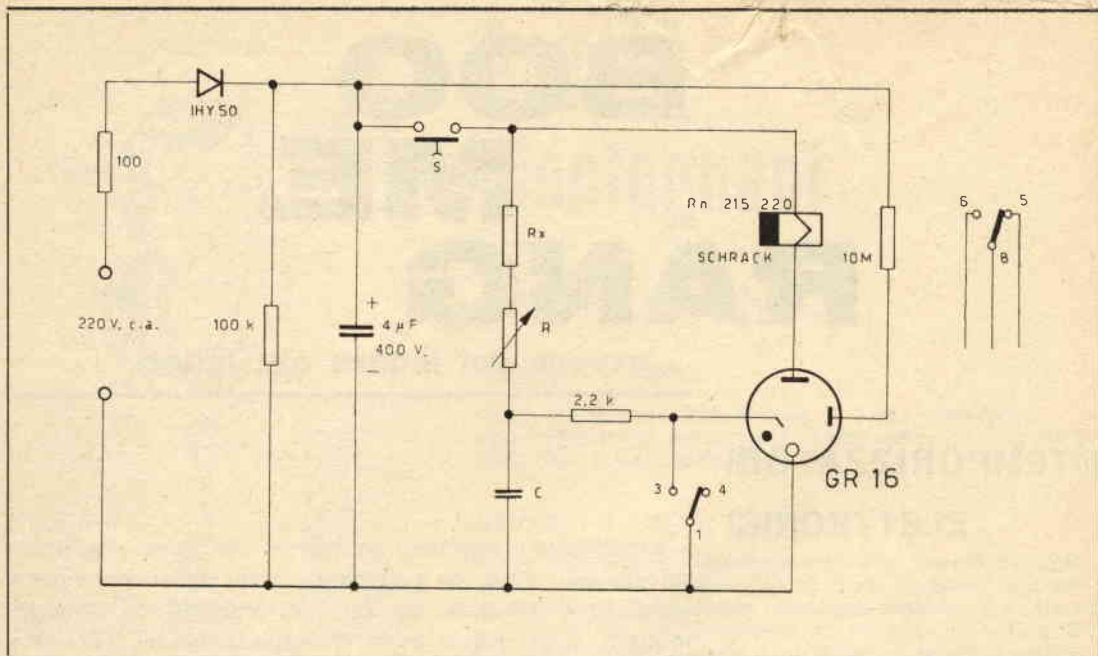
I temporizzatori elettronici in genere non sono una novità assoluta del campo, ma possono alle volte essere la soluzione più facile e più idonea di tantissimi problemi non altrimenti risolubili. Dopo questa breve premessa passiamo immediatamente alla trattazione di uno dei tanti circuiti che potrà essere da Voi sperimentato, dandoVi il modo di poter penetrare il segreto del funzionamento logico del circuito. Il principio sul quale si basa il ritardo è il solito ormai visto su decine di circuiti, ma la precisione di questa apparecchiatura che presentiamo è frutto del materiale di alta qualità col quale è costruito. Infatti sono impiegati condensatori di alta qualità e tubi a catodo freddo di altrettanto pregio.

Allorchè i capi del circuito riportato in fig. 1 viene applicata una tensione continua, il condensatore C si carica al suo valore di punta attraverso la resistenza R. Naturalmente essendo un circuito a partitore RC avremo due cadute di tensione (provocate dalla corrente I) o meglio una caduta capacitiva ed una attiva rispettivamente ai capi di ciascun relativo elemento. Occorre a questo punto fare una precisazione, cioè mentre $T = O$ (intendendo come T il tempo) avremo una forte caduta ai capi di R data dal picco di corrente capacitiva passante per C, così ai capi del condensatore la Vc sarà nulla. Trascorso un certo periodo di tempo ($T \rightarrow$ infinito) le armature di C si saranno caricate di polarità + o — a seconda del modo di inserzione della tensione continua, quindi il picco di corrente capacitiva viene a mancare, di conseguenza nel circuito non circolerà più corrente e potremo osservare giustamente come la tensione $Vr = IR$ non esista più. Se misuriamo invece ai capi di C troveremo una tensione pari circa a quella di inserzione.

Visto ciò possiamo senz'altro affermare che nel periodo di annullamento di Vr e nell'avvento di Vc sarà trascorso un certo periodo di tempo che noi chiameremo T. Questo T non è altro che il tempo di carica del condensatore.

Vogliamo ora darVi una formuletta che Vi permetterà di calcolare con rapidità il tempo di ritardo voluto all'attrazione del relè del temporizzatore: essa è la seguente:

Fig. 2

Fig. 1

$$Tv = 0{,}6\ (R + Rx)\ C.$$

Ammesso C = 2 mF; R = 5 Mohm e Rx = 100 Kohm, otterremo quanto segue:

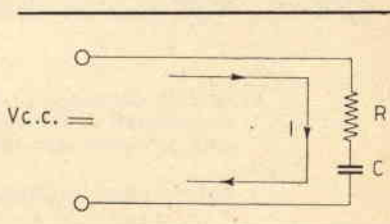
$$Tv = 0{,}6 \cdot 5{,}1 \cdot 2 = 6{,}12''.$$

La formula data qui sopra è valida purchè nel calcolo si tenga presente che R non deve mai superare i 30 Mohm e C sia un condensatore a carta, quindi con basse perdite dielettriche.

Osservando il circuito potremo notare che innanzitutto esso funziona in c.a. 220 V, ma in effetti viene alimentato in c.c. tramite il gruppo diodo raddrizzatore ed il filtro da 4 mF all'uscita di esso. Premendo il pulsante S e mantenendolo in tale posizione, la rete ritardatrice (Rx+R) e C verrà inserita alla tensione continua di alimentazione (come detto precedentemente) e quindi C inizierà la sua carica. Allorchè la caduta ai capi di C sarà pari a quella di starter (tensione di innesco del tubo) la GR 16 innescherà provocando l'attrazione del relè il quale eseguirà lo scambio prefissatoci all'utilizzazione. Il contatto che si trova tra starter (piedino 6) e massa, serve a scaricare il condensatore C evitando i residui di tensione che potrebbero essere rimastî, i quali varierebbero il tempo dell'operazione successiva.

Riaprendo il circuito tramite S, per un istante e quindi richiudendolo, potremo eseguire un'operazione successiva.

Concludiamo questa nostra breve chiacchierata sperando che questo insolito circuito possa destare il Vs. più vivo interesse ed inoltre informandoVi che potrete trovare la scatola di montaggio della apparecchiatura descritta presso la Ditta **CASADIO ROBERTO - Via del Borgo, 139 B/C - BOLOGNA.**

N.B. - Per informazioni rivolgersi a: P.I. PIZZARINI PAOLO c/o Uff. ricerche della città - CASADIO ROBERTO - Via del Borgo, 139 B/C - BOLOGNA.

RINGRAZIAMENTO

Per una dimenticanza del Proto, la volta scorsa, non abbiamo potuto ringraziare il Rag. Guglielmo Montanari per averci inviato l'interessantissimo articolo: **il circuito stampato.**
Cfr. Elettronica Mese N. 3, Marzo 1965, rubrica Boomerang, pag. 95 e segg.

RICETRASMETTITORE A QUARZO CONTROLLATO SUI 144 MHz

Il ricetrasmettitore che presento, va usato come stazione fissa, ed ha un pregio fondamentale: la semplicità; ed all'insegna di questa esigenza ho progettato ogni parte del circuito. Per questa ragione non potevo usare, come ricevitore, un tipo a doppia o tripla conversione, ma mi sono limitato ad usare un superrigenerativo che, se montato accuratamente (collegamenti più brevi possibili), è molto sensibili. L'inconveniente della irradiazione è stato eliminato usando uno stadio amplificatore a radiofrequenza fra l'antenna ed il ricevitore.

Lo stadio di bassa frequenza del ricevitore funge anche da modulatore in trasmissione. Ciò premesso, occupiamoci ora del circuito del trasmettitore.

La stabilità in frequenza è assicurata dal quarzo il quale rende « legale » * il trasmettitore perchè riduce la banda a quella strettamente necessaria per la comprensibilità, conseguendo nel contempo la necessaria stabilità.

Le valvole usate sono una ECF80 che può essere sostituita, senza modifiche al montaggio, dalla ECF82 (andranno soltanto ritoccati gli accordi di placca per la diversa capacità interelettrodica) ed una 6AW8/A. La prima è un triodo pentodo ed ha le seguenti funzioni: la sezione triodo è un normale oscillatore a quarzo con la particolarità di avere la placca accordata sulla seconda armonica del quarzo.

Ai capi di L1-C1 abbiamo perciò una tensione la cui frequenza è pari a quella di trasmissione (144 MHz). La sezione pentodo funge da amplificatore-separatore che porta la potenza a radiofrequenza ad un livello sufficiente per pilotare lo stadio finale di potenza costituito dalla 6AW8/A.

Si osserva che tutti i circuiti oscillanti di carico sono accordati sulla frequenza di 144 Mc, il che facilita, in un certo senso l'operazione di taratura o, per meglio dire, la messa in frequenza dei suddetti circuiti.

Ouseta operazione verrà fatta con un grid-dip meter. Per chi non conoscesse questo strumento dirò semplicemente che si tratta di un oscillatore variabile associato ad uno strumento che serve a misurare la corrente di griglia.

Allorchè il circuito accordato in esame è sulla frequenza di risonanza dell'oscillatore, si ha una diminuzione della corrente di griglia e quindi la minima indicazione dello strumento. La manopola del condensatore variabile del « grid-dip » è tarata in valori di frequenza, perciò, in corrispondenza della minima elongazione dell'indice, si può leggere la frequenza di risonanza di quel dato circuito.

L'operazione di messa in frequenza dei circuiti si può attuare in due modi di cui uno è quello sopra-descritto.

C'è da aggiungere che in questo caso il trasmettitore deve essere spento. L'altro metodo consiste nel far lavorare la valvola oscillatrice del « grid-dip » come rivelatore e il trasmettitore deve essere acceso. In quest'ultimo caso lo strumento deve indicare il massimo per la risonanza. Una volta che ci si sia accertati che i circuiti accordati di placca sono

* con ciò non voglio dire che il trasmettitore possa essere usato senza regolare licenza ministeriale.

in frequenza (ricordarsi che i normali « grid-dip » hanno una tolleranza del 5÷10%) si procede alla taratura vera e propria con il metodo del « test-point » che è forse il più usato e che consiste nell'inserire in serie alla resistenza di griglia di ogni stadio una resistenza di qualche centinaio di Ohm con in parallelo un condensatore da 1,5 nF. Ai capi di questo parallelo colleghiamo i puntali di un tester in portata 1 mA fondo scala o uno strumento avente la medesima corrente fondo scala. Si può tentare anche con 10 mA fondo scala, ma logicamente la lettura sarà meno precisa. Si comincia la taratura dal 1° stadio, regolando C1 per la massima corrente di uscita. Si passa quindi al secondo stadio e si procede nello stesso modo. Noteremo, se tutto va bene, un progressivo aumento della corrente di griglia mano a mano che si va verso lo stadio finale di potenza.

E consigliabile ripetere due o tre volte l'operazione di taratura che va eseguita ovviamente con il quarzo inserito.

In queste condizioni introduciamo una lampadina munita di « link » (una spira) fra le spire della bobina dell'ultimo stadio, la stessa dovrà accendersi. (Ho usato una lampadina da 12 V 3 W).

Ora, togliendo il quarzo, la lampadina dovrà spegnersi; tuttavia è probabile che succeda il contrario ed allora la causa va ricercata negli accordi di placca che vanno riveduti e ritoccati, oppure dovremo assicurarci che il montaggio sia, oltre che corretto, anche disposto in modo razionale e con ciò intendo riferirmi ai collegamenti che debbono essere corti e le prese di massa una per stadio.

Il telaietto della parte AF sarà realizzato con lamierino di ottone di 1,5 mm.

Quando la parte AF funzionerà correttamente si potrà provare a modulare, parlando nel microfono e, contemporaneamente, osservare la luce della lampadina che dovrà, in questo caso, essere collegata al bocchettone d'antenna.

Il link costituito da L4-C4 dovrà essere regolato per la massima luminosità con modulazione.

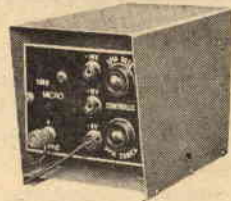
I picchi di modulazione, infatti, dovrebbero far aumentare la luminosità, ma può capitare anche il contrario, che cioè la luminosità diminusca. Variando l'accoppiamento del link e ritoccando C4 dovremmo poter ovviare l'inconveniente.

La qualità di modulazione si può controllare con un ricevitore adatto, anche a superreazione.

Il cavetto che parte dalla placca della modulatrice e va alla JAF4 deve essere accuratamente schermato. È bene collegare la calza in più punti a massa: solo in questo modo la schermatura risulterà efficiente.

Se la qualità di modulazione non è buona, la prima cosa da farsi è di controllare il modulatore, cioè auto-ascoltarsi in altoparlante. Se il montaggio è corretto e le schermature sono efficienti, la qualità di modulazione sarà senz'altro ottima alla prima prova.

Esaminiamo ora il ricevitore.

È un autoeccitato con preamplificatore RF il quale, come è già

Note al circuito.
L1; L2; L3; L4: 4 spire filo di rame Ø 2 mm su supporto 12 mm in aria.
Impedenze AF: Avvolgere per tutta la lunghezza del corpo resistivo di una resistenza da 1 M-1 W filo Ø 0,2 mm.
Condensatori: Ad aria o ceramici da 3÷30 pF.
L5: 4 spire di filo di rame del Ø 1 mm su supporto del Ø 12 mm in aria; lunghezza dell'avvolgimento 10 mm.
L6; L7: Una o due spire del Ø 1 mm; accoppiamento lasco con L5 e rispettivamente L8.
L8: 4 spire, poco spaziate, filo di rame Ø 1 mm su supporto del Ø 12 mm avvolte in aria.
C4: (9+9) pF.
C5: 3÷30 pF.

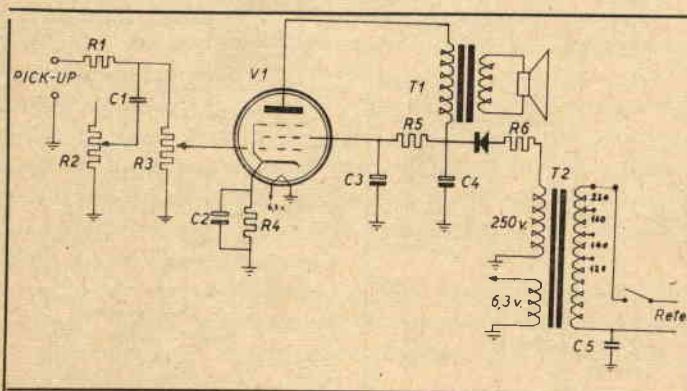
stato detto, ha la funzione principale di impedire che le oscillazioni raggiungano l'antenna e disturbino gli altri ricevitori. In parallelo alla bobina L8 si deve collegare una resistenza di 3,3 K cosicchè la banda si allarga e scompaiono i fastidiosi « buchi ». Il preamplificatore deve essere schermato dall'autoeccitato e deve essere collegato a quest'ultimo solo tramite un « link » di una spira. Quando il ricevitore funziona si può collegare l'antenna e ascoltare. Un QSO con un altro radioamatore potrà fornirVi molte utili informazioni per eventuali miglioramenti.

Prima di concludere questo articolo, desidero far presente che per la detenzione e l'uso dell'apparecchio testè descritto occorre esse muniti della regolare licenza Ministeriale.

Guido Senesi

AMPLIFICATORE CON EL84

Basso costo, semplicità circuitale, buona riproduzione: qualità queste, a prima vista incompatibili, sono invece riunite in questo amplificatore che potrebbe definirsi, senza tema di sbagliare, il non plus ultra della semplicità. Non bisogna però credere che ciò vada a discapito della fedeltà di riproduzione: provare per credere! Il segnale fornito da una testina piezoelettrica viene direttamente applicato alla griglia di una EL84 tetrodo finale di potenza che lo ampifica fino a portarlo al livello di 2 Watt. Tale è infatti la potenza di uscita di questo amplificatore che io consiglio di montare, come ho fatto io, su di un rettangolino di formica le cui dimensioni possono essere di circa cm. 10 x 6 esclusi i due trasformatori che potranno essere alloggiati vicino alla piastrina di formica nella valigetta giradischi. Nel caso invece si voglia usare il suddetto ampificatore altrimenti, si può montarlo su di un piccolo telaio in alluminio. Molta cura deve essere posta nello scegliere un trasformatore d'uscita di buona qualità perché, come tutti sanno è da esso che dipende in gran parte la fedeltà degli amplificatori. La resistenza R1, che serve per adattare l'impedenza della testatina con quella dell'amplificatore, nel caso si disponga di una testina con uscita non molto alta, può essere eliminata per ottenere una maggiore potenza di uscita.

Ringraziamo il Sig. Gianfranco Liuzzi di Bari per la cortesia.

Elenco componenti

R1: 220 Kohm
R2: potenziometro da 1 Mohm
R3: potenziometro da 1 Mohm
R4: 100 Ohm
R5: 10 Kohm 1 Watt
R6: 100 Ohm
C1: 1,5 Kpf 200 v.
C2: 25 microf. 25 v. elettrolitico
C3: 32 microf. 300 v. elettrolitico
C4: 32 microf. 300 v. elettrolitico
C5: 10 Kpf 200 v.
V1: EL84
T1: trasformatore di uscita per EL84
T2: trasformatore di alimentazione secondario 250 volt e 6,3 volt oppure autotrasformatore. In questo caso tra la massa del giradischi e la massa del circuito stampato porre C5.
Altoparlante da 3 Watt.
RS1: raddrizzatore OA211 o al selenio da 250 volt 70 mA.

CONSULENZA

La pubblicazione dell'indice generale 1964, le note irregolarità della Rivista, ci ha costretti in questi mesi a molti accomodamenti, cioè a « fare di necessità virtù »!

La rubrica « consulenza » trova solo su questo numero lo spiraglio per riaffacciarsi all'attenzione di quanti ci hanno scritto ed attendono una risposta: . . . « DUNQUE »: vogliamo rispondere a quegli amici che da tempo attendono la pubblicazione dello schema elettrico di un buon oscillografo, nè troppo semplice, nè troppo complesso, ma dalle caratteristiche ineccepibili.

Agli amici Lettori proponiamo, come è nostra abitudine, per quanto è possibile, l'acquisto della strumentazione da laboratorio, già cablata e tarata per le tante ed ovvie ragioni.

In questo caso specifico lo strumento è assai costoso per cui spesso il dilettante preferisce tentare una diversa via, che se non darà i risultati sperati, è sicuramente assai più economica.

Pertanto a questi ultimi suggeriamo lo schema elettrico di un oscillografo a larga banda preparato in scatola di montaggio dalla ormai arcinota Knight-Kit.

Queste le caratteristiche principali:

Amplificatore verticale.

Sensibilità: 0,025 volt efficaci per pollice.

Risposta in frequenza: piatta sino a 2,5 MHz entro 1 db; sino a 5 MHz ± 3 db.

Impedenza d'ingresso: nella posizione 1, è 2,9 MΩ shuntati da 21 pF. In posizione 0,1 e 0,01 è 3,4 MHz shuntati da 12 pF.

Amplificatore orizzontale.

Sensibilità: 0,6 volt efficaci per pollice.

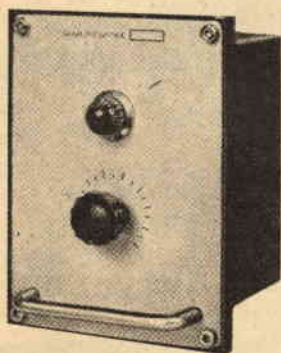
Risposta in frequenza: —3 db a 600 KHz; —4 db a 1 MHz.

Generatore sweep.

Portata: 15÷600 KHz.

Sincronizzazione: Intera positiva, Interna negativa, Esterna. Frequenza rete.

VALVOLA	PIEDINI											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9			
V-1 6AB4	134	—	2.7AC	3AC	—	—	8.7	—	—			
V-2 6BO7A	88	—.7	0	3AC	2.7AC	100	—.6	0	—			
V-3 12BH7	260	8.5	37	2.7AC	2.7AC	260	29	37	3.AC			
V-4 6BC5	—	1.5	2.7AC	3AC	80	104	—	—	—			
V-5 12AU7	125	80	96	3AC	3AC	52	—.4		2.7AC			
V-6 12AU7	98	.6	56	3AC	3AC	73	0	2.4	2.7AC			
V-7 12AU7	290	75	87	2.7AC	2.7AC	290	55	87	3AC			
V-8 6X4	370AC	410	2.7AC	3AC	—	370AC	410					
V-9 1V2	—	—	—	1040AC	1040AC	—	—	—	—1450			
V-10 6C4	150	—	2.7AC	3AC	150	—.28	—					
TUBO CRT	—1400	—1400	—1330	—900	—	260	260	232	290	290	—	—1400

VERTICAL INPUT
EXTERNAL SYNC.
HORIZONTAL INPUT
GROUND
1-V P-P
S-2 VERTICAL INPUT ATTENUATOR
S-4A H AMP/FREQ SELECTOR
S-4B
S-3 SYNC SELECTOR
LINE
EXT.
V-1 6AB4
V-2A 1/2 6BQ7A
V-2B 1/2 6BQ7A
V-3A 1/2 12BH7
1/2 12BH7 V-3B
V-4 6BC5
V-5 12AU7
V-6A 1/2 12AU7
V-6B 1/2 12AU7
V-7A 1/2 12AU7
1/2 12AU7 V-7B
V-8 6X4
V-9 1V2
V-10 6C4
V-11 5UP1
VERTICAL GAIN
VERTICAL POSITION
HORIZONTAL POSITION
HORIZONTAL GAIN
SWEEP VERNIER
SYNC LOCK
PHASE
SPOT SHAPE
INTEN.
FOCUS
Z-AXIS
I-1 PILOT LIGHT
1 AMP F-1
S-1 PART OF R-73
117 V.AC
SLATE
BROWN
BLACK
RED
GREEN
YELLOW

Note al circuito

L1 - 88 μH
L2 - 88 μH
L3 - 88 μH
L4 - 88 μH
L5 - 38 μH compresa R13
L6 - bobina di peaking
L7 - bobina di peaking
Il trasformatore di alimentazione ha il primario uguale alla rete.
Secondario: 6,3 volt, 4 A, con presa centrale; 370+370 volt 120 mA; in serie al secondo ramo è un avvolgimento di circa 670 volt, 1 mA e quindi un avvolgimento per il filamento della valvola raddrizzatrice EAT (V9 = 1V2 = 1B3).
L'avvolgimento SLATE, 6,3 V - 0,6 A, è ad alto isolamento, per il filamento del tubo

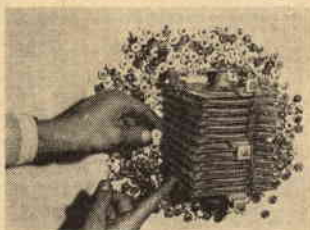
FANTINI SURPLUS

BOLOGNA

Via Fossolo 38

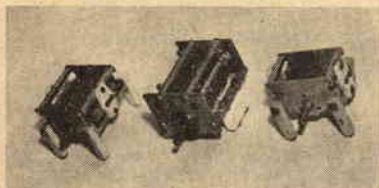
C C.P. 8/2289

→

cartina itinerario nuova sede Fantini Surplus

L'AFFARE DEL MESE DIODI.....DIODI.....DIODI

Alimentatore NUOVO Entrata 6-12 volt. cc. Uscita 90 volt. 40 ma. 1,5 volt. 1 Amp. adatto per alimentare radiocomandi, radiotelefoni, completo di vibratore, filtri.

Un diodo per tutti . . . Un carica batterie per tutti . . .
Disponiamo di uno Stok di diodi al silicio, 15 Amp., 100 Volt. adatti per la costruzione di carica batterie, alimentatori, per tutti gli usi. Detti diodi vengono venduti NUOVI GARANTITI . . . . **Cad. L. 320**
Un ponte completo, composto: n. 4 diodi (30 Amp., 100 Volt.) . . . **L. 1200**
Chiedere quotazioni per quantitativi.

Alimentatore nuovo, 6-12 volt. cc.: Uscita 90 volt, 40 ma., 1,5 volt, 1 amp., adatto per l'alimentazione di radiocomandi, apparecchi ricetrans ecc. ecc., come nuovo completo di vibratore filtri . . . . **L. 4000**
Adatto per alimentare ricevitore BC654A.

VARIABILI PROFESSIONALI

1° - Variabile 100 pF. ceramico con isolamento anche alla base 3000 V. Fisaggio ottenuto mediante distanziatori ceramici . **Cad. L. 1200**
2° - Variabile 150 pF. come sopra 3000 Volt lavoro . . . **Cad. L. 1500**
3° - Variabile 50 pF. come sopra 3000 Volt lavoro . . . **Cad. L. 800**

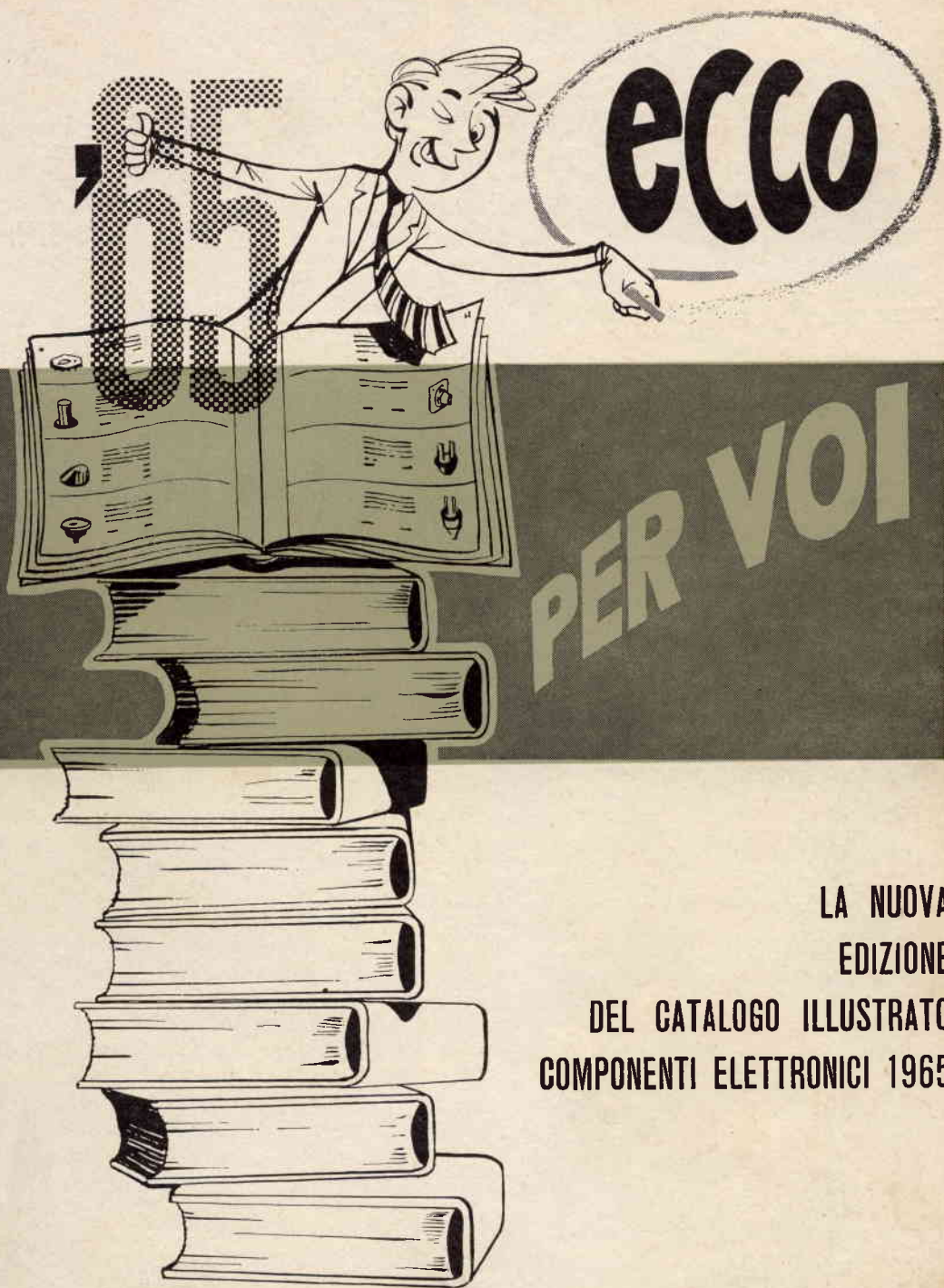
RADIOCOMANDO TIPO BC 357-H. Costruito dalla **Zenit Radio Corporation** - U.S.A. Comprendente: un relais sensibilissimo e regolabile.
Compensatori ceramici con bobine (attualmente accordato sulla frequenza di Mc 50, adatto per radiocomandi mancante della sola alimentazione, e valvole Tipo VT153 - VT104.
Adatto per la realizzazione di ricetrasmettitore, o come radiocomando per svariati usi.
Prezzo cad. . . . . **L. 4.900**

Antenna AN130/B adatta per la camma dei 27-30 Mc caricata alla base, snodata uso militare, completa di conettore per applicazione auto. Nuova cad . . . . . **L. 3.000**
Conettore per detta cad. . . . . **L. 700**

ALT!!! Un vero affare....
Siamo venuti in possesso di un forte stok di materiale per calcolatori elettronici, si tratta di materiale nuovo. Basette su circuito stampato (vedi foto) comprendenti circa 50 resistenze di diversi valori di elevata precisione - 30 Diodi professionali, di un conettore 22 poli - n. 4 zoccoli noval per circuiti stampati. Cad. . . . . . . **L. 1.500**
5 pezzi . . . . **L. 4.500**

Sintonizzatore U.H.F. NUOVO nell'imballaggio originale costruito dalla WESTINGHOUSE completo di ogni parte mancante della sola valvola (6AF4). ILLEGGIBILE

L. 4.000 cad.

Micromotorini . . . Per giocattoli.
Made JAPAN alimentazione 4,5 volt. cc. (MABUCHI).
Tipo: 35 con albero lungo (per motoscafi)
Dimensioni: 25 mm. x 25 mm. **L. 480 cad.**
Tipo: 55 grande di elevata potenza
Dimensioni: 30 mm. x 28 mm. **L. 550 cad.**
Chiedere quotazioni per quantitativi.

DA FERRARA
STAZIONE F.S.
p. Mascarella
DA RAVENNA
p. S. Vitale
NUOVA SEDE FANTINI
p. S. Felice
vecchia sede FANTINI
OSPEDALE S. ORSOLA
DA MILANO AUTOSTRADA
v. Aurelio Saffi
v. S. Felice
strada Maggiore
via Mazzini
FIAT
v. Emilia Lev.
p. S. Isaia
p. Mazzini
GIARDINI MARGHERITA
DA FIRENZE AUTOSTRADA
v. Saragozza
p.ta Saragozza
p. S. Mamolo
p. S. Stefano

CON OLTRE 1000 PAGINE RICCAMENTE ILLUSTRATE

FATE OGGI STESSO LA PRENOTAZIONE VERSANDO LIRE 3000
SUL C. C. POSTALE 3/47471 INTESTATO ALLA G. B. C. ITALIANA
VIALE MATTEOTTI, 66 - CINISELLO BALSAMO - MILANO

LA SPEDIZIONE AVVERRÀ ENTRO IL MESE DI APRILE 1965